

**UNIVERSITETET I OSLO**  
**Fysisk Institutt**

**Implementering og  
karakterisering av fysisk lag for  
IEEE 802.15.4 (2,4GHz)**

*Scenario industrielt område*

**Masteroppgave**  
(30 studiepoeng)

Bjørn R. Marthinsen

**16. desember 2011**





# **Implementering og karakterisering av fysisk lag for IEEE 802.15.4 (2,4GHz)**

*Scenario industrielt område*

© Bjørn R. Marthinsen

År: 2011

Tittel: Implementering og karakterisering av fysisk lag for IEEE 802.15.4 (2,4GHz)

Forfatter: Bjørn R. Marthinsen

<http://www.duo.uio.no/>

Trykk: Reprosentralen, Universitetet i Oslo

# Sammendrag

IEEE 802.15.4 (2,4 GHz) er en standard som ofte benyttes for å implementere det fysiske laget i applikasjoner som skal benyttes i industrielle områder. IEEE 802.15.4 benyttes blant annet som basis for IEC 62591 (Wireless HART), ISA100.11a, ZigBee PRO og IEC 6261. Standarden benytter modulasjonsformatet O-QPSK som er en offset versjon av QPSK. Offset oppnås ved at det innføres en relativ forskyvning mellom I og Q kanalen på  $T_c$ . Denne forskyvningen hindrer at signalvektoren går gjennom origo som videre resulterer i mindre variasjon i signal envelopen. Standarden spesifiserer videre at O-QPSK skal kombineres med half-sine pulsformingsfilter. Det viser seg at når dette pulsformingsfilteret kombineres med O-QPSK oppnås konstant amplitude, slik at all amplitudevariasjon blir eliminert. Konstant amplitude medfører at det er mulig å benytte billige ikke lineære forsterker fremfor dyre lineære forsterkere som måtte ha blitt benyttet dersom det hadde vært variasjon i amplituden. Et av de viktigste kravene når TSN skal installeres i industrielt område er nettopp at kostnaden holdes på et lavt nivå.

I denne oppgaven er IEEE 802.15.4 (2,4GHz) implementert basert på både soft og hard desisjons teknikk. Modellen er testet med et utvalg kanalmodeller som totalt sett representerer hva som kan forventes i industrielle områder. Resultater fra simuleringene viste at den tillagte koden som standarden definerer, gir en betydelig ytelsesgevinst ved ukorrelet og hurtig varierende korrelet fading. Mens for sakte varierende korrelet fading, som er rimelig å forvente i det reelle tilfellet, gir koden ikke like stor ytelsesgevinst. Ved frekvensselektiv fading viste ytelsen for alle typer fading å bli betydelig redusert. Tilstedeværelse av en dominerende direktekomponent viste seg å ha positiv effekt på ytelsen, økt styrke på direktekomponenten resulterte i økt ytelse. Generelt for alle simuleringene ble det oppnådd en ca. 2dB bedre ytelse for soft enn hard desisjon.

# Forord

Denne masteroppgaven er utført ved Fysisk Institutt i masterprogrammet Elektronikk og Datateknologi ved Universitetet i Oslo. Mastergradsoppgaven er avslutning på min mastergrad med spesialisering innen Signalbehandling og Kommunikasjon.

Jeg ønsker å takke veileder Dr. Pål Orten for god veiledning og oppfølging under denne oppgaven. I tillegg ønsker jeg å takke min arbeidsgiver *Forsvarets Logistikk Organisasjon/Divisjon for Luftkapasiteter* for stor fleksibilitet og støtte i forbindelse med gjennomføring av masterstudiet.

*Bjørn R. Marthinsen*

*16. Desember 2012*

# Innholdsfortegnelse

<b>1</b>	<b>Innledning .....</b>	<b>1</b>
1.1	Generelt .....	1
1.2	Problemstilling.....	2
1.3	Oppgavebeskrivelse.....	2
1.4	Rapportens struktur.....	3
<b>2</b>	<b>Bakgrunn.....</b>	<b>4</b>
2.1	Oppbygning av TSN.....	4
2.1.1	Nettverksarkitektur.....	5
2.1.2	TSN vs. tradisjonelle nettverk.....	6
2.2	TSN i industrielle områder .....	7
<b>3</b>	<b>IEEE 802.15.4 .....</b>	<b>8</b>
3.1	Generell karakteristikkk .....	8
3.2	Fysisk lag .....	10
<b>4</b>	<b>Modulasjon og demodulasjon .....</b>	<b>13</b>
4.1	Shannonkanalteorem .....	13
4.2	Modulasjon .....	14
4.2.1	Pulsforming .....	15
4.3	Demodulasjon.....	17
4.3.1	Matched filter .....	18
4.3.2	Dekoding .....	18
4.4	Modulasjonsformat benyttet i IEEE 802.15.4 .....	20
<b>5</b>	<b>Kanalen .....</b>	<b>23</b>
5.1	Radio propagasjon .....	23
5.1.1	Refleksjon.....	23
5.1.2	Diffraksjon .....	23
5.1.3	Scattering.....	24
5.1.4	Multipath .....	24
5.1.5	Fading.....	25
5.2	Kanal karakterisering.....	26
5.2.1	Pulsutvidelse.....	26
5.2.2	Koherensbåndbredde .....	26

5.2.3	Dopplerspredning .....	27
5.2.4	Koherenstid .....	28
5.3	Kanal modeller .....	29
5.3.1	Støy modeller .....	29
5.3.2	Fading modeller.....	30
5.3.3	Multipath modeller .....	34
5.3.4	Strekningdempingsmodeller .....	34
<b>6</b>	<b>Bekjempelse av degraderende effekter .....</b>	<b>36</b>
6.1	Økning av effekt .....	36
6.2	Diversitet .....	37
6.3	Kanalutjevning.....	37
6.4	Koding og retransmisjon .....	37
6.5	Spredt spektrum.....	38
6.6	Teknikker benyttet i IEEE 802.15.4 (2,4GHz) .....	40
<b>7</b>	<b>Scenario: TSN i Industrielt område .....</b>	<b>41</b>
7.1	Publiserte målinger og analyser.....	41
7.2	Definering oppgavens scenario .....	43
<b>8</b>	<b>Implementering .....</b>	<b>46</b>
8.1	Simulering i MATLAB® .....	46
8.2	Implementering av oppgavens scenario .....	47
8.2.1	Sensornode .....	48
8.2.2	Sinknode.....	50
8.2.3	Kanal .....	52
<b>9</b>	<b>Presentasjon av resultater .....</b>	<b>54</b>
<b>10</b>	<b>Drøfting av resultater.....</b>	<b>62</b>
<b>11</b>	<b>Konklusjon og videre jobb .....</b>	<b>64</b>
	<b>Litteraturliste.....</b>	<b>65</b>
	<b>Vedlegg 1: MATLAB® Simuleringsprogram .....</b>	<b>68</b>



# Figur liste

Figur 2.1: Prinsippskisse TSN.....	4
Figur 3.1: Nettverkstopologi IEEE 802.15.4.....	9
Figur 3.2: IEEE 802.15.4 Fysisk Pakkestruktur (PPDU).....	11
Figur 3.3: Modulasjonsteknikk for IEEE 802.15.4 (2,4GHz).....	11
Figur 4.1: Basis modulasjonsformat.....	15
Figur 4.2: Frekvensrespons til pulser .....	16
Figur 4.3: Impulsrespons til pulser.....	16
Figur 4.4: Estimert mottatt signal.....	17
Figur 4.5: Matched Filter ( $E_b/N_0=4\text{dB}$ og $OS=5$ ) .....	18
Figur 4.6: BER for BPSK modulasjon.....	19
Figur 4.7: Signal konstellasjon QPSK.....	20
Figur 4.8: Prinsippskisse av forsinkelse av Q-data .....	21
Figur 4.9: Signal konstellasjon O-QPSK .....	21
Figur 4.10: Respons til half-sine filter .....	21
Figur 4.11: Prinsippskisse O-QPSK med half-sin pulsformingsfilter.....	22
Figur 4.12: Signal konstellasjon O-QPSK med half-sine filter.....	22
Figur 5.1: Refleksjon.....	23
Figur 5.2: Multipath .....	24
Figur 5.3: Illustrasjon av fading [30] .....	25
Figur 5.4: Dopplerspektrum .....	27
Figur 5.5: Autokorrelasjonsfunksjon.....	28
Figur 5.6: PDF for AWGN.....	29
Figur 5.7: Rayleigh og Rice fading .....	31
Figur 5.8: Clarks modell [30] .....	32
Figur 5.9: Jakes modell [30].....	33
Figur 5.10: Generering av multipath modeller [30] .....	34
Figur 6.1: Ytelse til AWGN og fadet kanal .....	36
Figur 6.2: Prinsippskisse DSSS.....	39
Figur 6.3: Spektrum data vs. chirp .....	39
Figur 6.4: Prinsipp soft desisjon.....	39
Figur 8.1: Skall for simulering .....	46
Figur 8.2: Modell av oppgavens scenario .....	47
Figur 8.3: Spredning av data .....	48
Figur 8.4: Despredning av data .....	51
Figur 8.5: Soft desisjon .....	51
Figur 9.1: Forskyvning I og Q-data.....	54
Figur 9.2: Signalkonstellasjon IEEE 802.15.4 .....	54
Figur 9.3: Spektrum IEEE 802.15.4.....	54
Figur 9.4: Fordeling AWGN (real-del) .....	55
Figur 9.5: Tidsdomene signal(real-del).....	55
Figur 9.6: Ytelse IEEE 802.15.4 AWGN kanal .....	55

Figur 9.7: Fordeling ukorrelet fading.....	56
Figur 9.8: Tidsdomene signal.....	56
Figur 9.9: Ytelse for IEEE 802.15.4 i ukorrelet Rayleigh fading kanal .....	56
Figur 9.10: Fordeling korrelet fading.....	57
Figur 9.11: Doppler spektrum .....	57
Figur 9.12: Ytelse IEEE 802.15.4 korrelet Rayleigh fading, «sakte fading» .....	57
Figur 9.13: Ytelse IEEE 802.15.4 korrelet Rayleigh fading, «rask fading» .....	58
Figur 9.14: Ytelse for frekvensselektiv kanal .....	59
Figur 9.15: Faseendring grunnet Rician fading.....	60
Figur 9.16: Ytelse for IEEE 802.15.4 i Rician fading kanal .....	60
Figur 9.17: Strekningsdempning .....	61

# Tabell liste

Tabell 3.1: Overordnet spesifikasjon IEEE 802.15.4.....	10
Tabell 3.2: Kvasi-ortogonal Chip-sekvens benyttet i IEEE 802.15.4 (2,4 GHz).....	12
Tabell 7.1: Parameter til simulering av saktevarierende flat fading .....	44
Tabell 7.2: Oversikt simuleringer.....	45



# 1 Innledning

## 1.1 Generelt

I den senere tid er det blitt forsket mye på trådløse sensornettverk (TSN), dette har resultert i at det er blitt utviklet en rekke forskjellig standarder. Opprinnelig var utviklingen av TSN motivert av militære formål som overvåkning av fiendtlig aktivitet og beskyttelse av egne styrker. Nå benyttes derimot teknologien i sivile og industrielle områder for blant annet overvåkning av miljø og prosesser. Et TSN består av distribuerte autonom sensorer som i samarbeid overvåker gitte parametere [22]. Et TSN kan bestå av to til flere tusen sensornoder avhengig av anvendelsen til nettverket.

Utvikling innen mikroteknologi har gjort det mulig å lage små og billige sensorer som lett kan plasseres i anlegg uten å være til hinder for øvrige installasjoner. CMOS teknologien er den vanligste teknologien for sensorer, bakgrunnen for dette er lav produksjonstid og lavt effektforbruk. For 30 år siden var en vanlig ledningsbredde i CMOS 5 $\mu$ m, denne er nå redusert til størrelsesorden 70nm [1]. Dette har resultert i at betydelig flere transistorer kan pakkes inn i samme område som tidligere. Prinsipielt kunne de generelle standardene som benyttes i vanlige trådløse nettverk (TN) blitt benyttet i TSN, men siden sensornettverket har begrenset kapasitet når det gjelder regnekraft og energi må det utvikles egne standarder spesielt designet for sensornettverk.

I industrielle områder har TSN åpnet for at det er blitt mulig å samle inn data fra områder hvor det tidligere ikke var mulig eller medførte en for stor kostnad [5]. Det er for tiden fire standarder tilgjengelig for TSN i industrielle områder: IEC 62591 (Wireless HART), ISA100.11a, ZigBee PRO og IEC 6261 [8]. Alle disse standardene er basert på IEEE 802.15.4-standard. Når IEEE 802.15.4 ble utviklet var formålet å designe en protokoll med lav kost, enkel oppbygning og veldig lavt strømforbruk. Bruken skulle være rettet mot trådløs kommunikasjon mellom billige enheter med begrenset datarate [4]. Av denne grunn var det naturlig å basere oppbygningen av TSN på denne standarden.

De strengere og strengere kravene som stilles til TSN både med tanke på ytelse, kapasitet og størrelse har gjort at det fremdeles blir utført mye forskning innen temaet. Eksempel på slik forskning er “Speckel Computing”, som er et pågående samarbeidsprosjekt mellom 5 skotske

universiteter. Målet til prosjektet er å utvikle et ad-hoc nettverk med sensornode (speck) ned til en størrelse på  $1\text{mm}^3$  [2]. Sensornodene skal være i stand til å foreta måling av gitte parametere, for deretter å prosessere dataen ved hjelp av en avansert digital signal prosessor (DSP). Hver node skal ha sin egen energikilde og skal være i stand til å kommunisere trådløst med andre noder. For å utvikle et slikt system kreves det ekspertise innen flere fagfelt, krav som stilles til sensornettverk må oppfylles uavhengig av endring i linkkarakteristikk, nettverkes-topologi eller trafikk inn til noden [4].

## 1.2 Problemstilling

Det å forstå karakteriseringen av en kommunikasjonskanal er nødvendig for å kunne designe et pålitelig kommunikasjonssystem. Tradisjonelt sett ble det benyttet kabler mellom nodene, disse kablene er dyre å installere og krever jevnlig vedlikehold. Ettersom trådløsoverføring og teknologi er tilgjengelig søkes det i større og større grad å erstatte kabler med denne teknologien [21]. Ulempen ved bruk av trådløsoverføring er at det er mange «nye» degraderende faktorer som det må tas hensyn ved design. Det er av en helt avgjørende at disse effektene ikke degraderer nettverket på en slik måte at dataene som mottas blir korrupte.

Oppgaven til TSN i et prosesseringsanlegg er å overvåke gitte parametere. Dersom radiokvaliteten mellom sender og mottaker ikke er til å stole på kan det i ytterste konsekvens få fatale følger for anlegget. Det er derfor avgjørende at et TSN system i et industrielt område designes på en slik måte at overføring av data fra sensornoden til sinknoden er mest mulig robust for degraderende effekter.

## 1.3 Oppgavebeskrivelse

I denne oppgaven skal det gis en teoretisk beskrivelse av IEEE 802.15.4-standarden med hovedfokus på det fysiske laget for 2,4 GHz versjonen. Etter dette skal det fysiske laget av 2,4 GHz versjonen implementeres i MATLAB<sup>®</sup> på en slik måte at det er mulig å måle ytelsen når modellen utsettes for ulike kanal modeller. Det skal utføres et litteratursøk for å forsøke å finne ut om det er mulig å generalisere kanalforhold som kan forventes i industriområder.

## **1.4 Rapportens struktur**

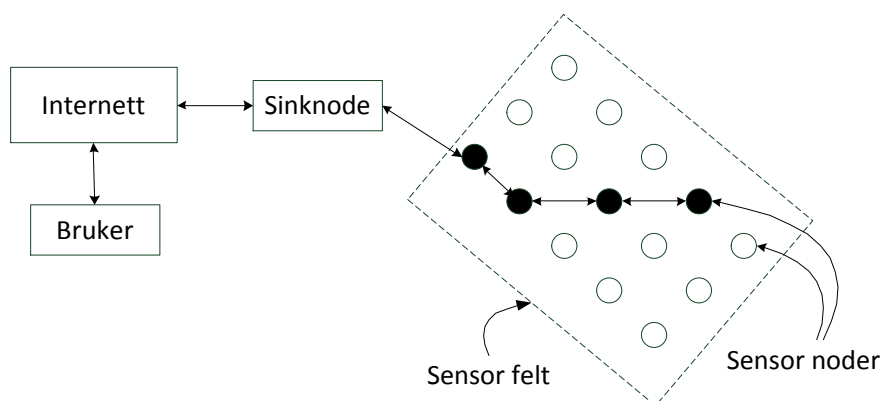
Rapporten er strukturert i tre deler, hvor del 1 omfatter kapittel 2 og inneholder en generell beskrivelse av TSN. Del 2 omfatter kapittel 3-6 og inneholder en detaljert teoretisk beskrivelse av IEEE 802.15.4 med hovedfokus på det fysiske laget for 2.4 GHz versjonen. Del 3 omfatter kapittel 7-10 som beskriver hva og hvordan det er valgt å implementere og teste ytelsen til IEEE 802.15.4.

## 2 Bakgrunn

Det vil i dette kapitlet først gis en generell beskrivelse av oppbygning av et trådløst sensornettverk (TSN). Deretter vil generelle krav og utfordringer knyttet til å implementere TSN i industriområder bli beskrevet.

### 2.1 Oppbygning av TSN

Som omtalt i kapittel 1.1 består et TSN av distribuerte autonom sensorer som i samarbeid overvåker gitte parametere. Figur 2.1 viser prinsippskisse over oppbygning av et TSN.



Figur 2.1: Prinsippskisse TSN

Hovedkomponenten i et TSN er sensornodene som har til oppgave å utføre den fysiske målingen. En sensornode består av fire hovedkomponenter: måleenhet (sensor), prosesseringsenhet, transmisjonsenhet og energienhet [3]. Måleenheten måler et analogt signal, det analoge signalet blir videre prosessert i prosesseringsenheten på en slik måte at det kan gjenkjennes av nabonodene. Transmisjonsenheten har til oppgave å koble nodene sammen. Den viktigste delen av noden er energikilden, vanligvis er sensornodene veldig små noe som gjør at energikilden må ha en tilsvarende liten størrelse. For å øke levetiden på noden er det avgjørende at enhetene i sensoren benytter lite strøm. Generelt deles effektforbruket inn i tre faser: måling, overføring og dataprosessering [3]. For å øke levetiden til nodene kan det innføres såkalt energihøstingsteknikker, noden benytter seg da av energi fra omgivelsen for å øke levetiden [22]. En annen måte å øke levetiden på er å implementere sovemodus i nodene.



TSN må designes på en slik måte at jobben nettverket er satt til å utføre ikke påvirkes av at en sensornode dør ut. Nettverkets evne til å stå i mot at noder dør ut kalles nettverkets pålitelighet eller feiltoleranse [3]. Feiltoleransen kan modelleres ved bruk av Poisson fordeling, sannsynligheten for at en node ikke feiler i tidsintervallet (0,t) blir beregnet i [3] og gis av:

$$R_k(t) = e^{-\lambda_k t} \quad (2.1)$$

Hvor  $\lambda_k$  er sensorfeilraten til node k og t er tidsperioden.

Sensornoder er vanligvis organisert i sensorfelt som vist i figur 2.1. Hvert sensorfelt har til oppgave å rute innsamlet data til sinknoden. Det finnes forskjellige teknikker for å rute data til sinknoden, hvilken rute som velges avhenger av hva som vektlegges. Etter at data har nådd sinknoden kan dataen overføres til internett for deretter eventuelt videre til den aktuelle bruker.

### 2.1.1 Nettverksarkitektur

Det er vanlig å benytte en OSI liknende modell når arkitekturen til et sensornettverk skal beskrives. Protokollstakk består av fysisk-lag, datalinjelag, nett-lag, transport-lag, applikasjonslag, strømstyringsplan, mobilitetsplan og styringsplan [11]. Hvert lag benytter tjenester i underliggendelag og tilbyr tjenester til overliggendelag. I protokoller som benyttes til TSN blir normalt ikke alle lagene definert, funksjonaliteten velges heller og trekkes inn i de andre lagene [4].

Det fysiske laget består av nettverkets grunnleggende overføringsteknologi. Laget er ansvarlig for frekvensvalg, generering av bærefrekvens, signaldeteksjon og datakryptering [3]. I TSN benyttes ofte de lisensfrie Industrial, Scientific and Medical (ISM) båndene 432MHz, 868/928MHz og 2450MHz. Det har i den senere tid vært stor utvikling av radioer tilpasset disse båndene [1]. For TSN definerer standarden IEEE 802.15.4 det fysiske laget, denne standarden vil bli beskrevet i kapittel 3.

Datalinklaget sørger for dataoverføringen mellom to noder i nettverket. Datalinklaget håndterer feil som kommer inn under den fysiske overføringen, slik at de overliggende lagene ikke skal merke dette. Tjenestene som datalink laget tilbyr varier i kompleksitet avhengig av

krav som stilles [11]. Den minst kompliserte tjenesten baserer seg på at laget inneholder to funksjoner: sende og motta. Sendefunksjon sender en ramme videre til det fysiske laget mens mottafunksjonen tar i mot ramme fra fysisk lag. I et slikt tilfelle er det ingen garanti for at meldingen kommer frem og om mottatt data er korrekt. Tjenesten blir mer komplisert dersom det innføres feildeteksjon og gjenoppretning dersom feil inntreffer. Siden det er flere enn to som deler det samme overføringsmediet i TSN, er det nødvendig å styre tilgangen til mediet. Medium Access Control Sublayer (MAC) som er et eget lag innen datalinklaget tar seg av denne fordelingen [11]. Det finnes flere eksempler på standarder som styrer tilgangen til overføringsmediet. For TSN definerer standarden IEEE 802.15.4 MAC sublaget. Standarden definerer bruk av CSMA, detaljer rundt dette vil ikke bli behandlet i denne rapporten.

Nettverkslaget sørger for overføring av data gjennom et nett som består av flere sammenkoblede noder. Den viktigste funksjonen i nettlaget er ruting av dataen, dette kan gjøres på mer eller mindre effektive måter. I design av protokoller for ruting i TSN er det en viktig faktor at veien som velges er mest mulig energi effektiv [3]. I TSN må det ofte benyttes flere hopp for og nå frem til sink noden. Problemstillingen med valg av hvilken vei data skal ta fra sensornoden til sinknoden kalles ruting. Veivalget kan skje ved oppkobling av forbindelse, hvor all data følger samme vei gjennom nettet, eller ved at veivalg utføres for hver enkel data. I TSN kan energieffektive ruter finnes basert på tilgjengelig energi i noden (PA) eller basert på energien som kreves for å utføre overføringen over valgt rute ( $\alpha$ ) [3].

### **2.1.2 TSN vs. tradisjonelle nettverk**

Realisering av sensornettverksapplikasjoner krever ad-hoc nettverksteknikker. Det er utviklet mange protokoller som blir benyttet i tradisjonelle trådløse ad-hoc system, men disse dekker ikke kravene som stilles til en protokoll for sensornettverk [3]. I [3] beskrives hovedforskjellene mellom de to nettverkstypene. Det som fremheves er at det i et sensornett er betydelig flere sensornoder sammenliknet med et tradisjonelt ad-hoc system. Nettverktropologien er ikke konstant og kan endre seg grunnet mobilitet og ved at sensornodene feiler og falle ut av nettverket. Sensornodene har begrenset kapasitet, prosesseringssevne og minne. Basert på dette kan derfor ikke de eksisterende protokollene benyttes i et TSN.

## 2.2 TSN i industrielle områder

Bruk av trådløsteknologi i industrielle områder har økt betydelig de siste tiårene. Områder hvor det tidligere var vanlig å benytte kabelbasertoverføring er blitt byttet ut med trådløsoverføring. Potensiale er stort med tanke på å redusere installasjon, materiell og vedlikeholdskostnadene [6].

V.C.Gungor og G.P.Hancke beskriver i [6] og [21] tekniske utfordringer når et TSN skal implementeres i et industrielt område. Det første som nevnes i artikkelen er viktigheten av at nettverket designes på en slik måte at tilgjengelige ressurser blir bevart lengst mulig. Istedenfor å sende rådata direkte anbefales det at dataen prosesseres slik at kun den nødvendige delen av dataen overføres, det vil si at all redundans fjernes. Hovedproblemstillingen rundt nodene er at de er drevet på batterier og at nodene ofte er plassert i et område hvor det ikke lar seg gjøre å skifte ut energikilden. D.Mascarenas, E.Flynn og M.Todd presenterer i artikkelen i referanse [22] muligheten for en Mobil host. Ideen her er at noden lagrer data uten behov for strøm, deretter samler en mobil host inn dataen som er lagret i noden. Hosten gir altså energi til sensor noden når noden leverer data. Forskingen i [22] rettet seg mest mot Structural Health Monitoring Sensor Nettverk (SHM), men det kan muligens tenkes benyttet i visse applikasjoner i industrielle områder i fremtiden.

Artikkel [6] og [21] nevner også viktigheten av at TSN som benyttes i et industriområde må være i stand til å takle dynamisk topologi. Risikoen for at en noder dør ut i et nettverk plassert i industriområder er større enn for andre områder, grunnen for dette er det «harde» miljøet nodene befinner seg i med tanke på variasjon i fuktighet, varme, kulde, støy og vibrasjoner.

Bitfeilraten (BER) til en trådbasert databus er vanligvis under  $10^{-9}$  [3]. Med bruk av trådløsoverføring introduserer mange «nye» degraderende faktorer som gjør det vanskelig å oppnå konstant BER ned mot det som kan forventes i trådbasertoverføring. En måte å øke påliteligheten for systemet er og over-konfigurere systemet ved eksempelvis å øke antall noder, dette er ikke løsningen siden dette vil øke den helhetlige kostnaden [5]. For å holde kostnaden nede er det derfor viktig at systemet ikke over designes, men at det finnes en «terskel» slik at pålitelig overføring kan utføres til en lavest mulig kostnad.

## 3 IEEE 802.15.4

Det utføres mye forskning innen emnene Wireless Personal Area Network (WPAN) og Wireless Local Area Network (WLAN), noe som har resultert i utvikling av nye standarder [19]. En av disse standardene er IEEE 802.15.4 som ble godkjent og publisert i 2003 [20]. IEEE 802.15.4 spesifiserer det fysiske laget og Medium Access Control (MAC) for lav-rate WPAN systemer (LR-WPANs). Standarden er utviklet med fokus på å lage en standard som dekket kravene som stilles til TSN [3]. IEEE 802.15.4 er blant annet benyttet som basis for IEC 62591 (Wireless HART), ISA100.11a, ZigBee PRO og IEC 6261 [8]. Hver av disse standardene har videre definert lag som ikke dekkes av IEEE 802.15.4.

Det vil i dette kapittelet først gis en generell beskrivelse av hva IEEE 802.15.4-standarden spesifiserer. Deretter vil det gis detaljer rundt hva standarden spesifiserer for det fysiske laget med fokus på 2.4 GHz versjonen.

### 3.1 Generell karakteristik

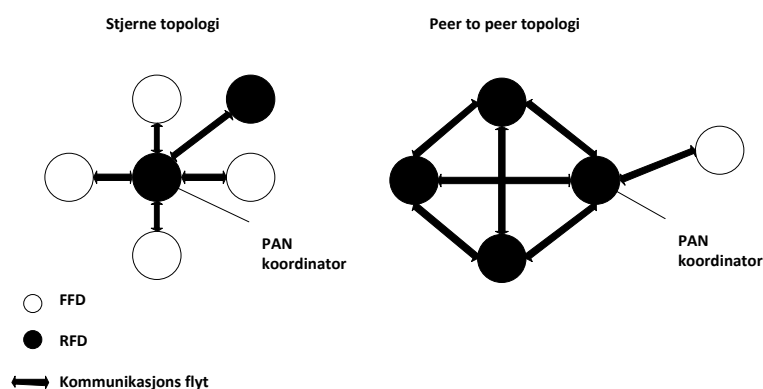
IEEE 802.15.4 er en nettverksprotokoll som er satt opp til å operere over korte avstander, med lavt effektforbruk og med lave datarater. Protokollen komplementerer høy rate teknologier som WLAN og åpner dører for mange nye applikasjoner [23]. Følgende punkter oppsummerer hva som generelt karakteriserer protokollen [15]:

- Datarate på 250k bit/s, 100k bit/s, 40k bit/s og 20k bit/s
- Stjerne eller peer-to-peer nettverkstopologi
- Lavt effektforbruk
- Carrier sense multiple aksess med collision avoidance (CSMA-CA)
- Energi deteksjon (ED)
- Link kvalitet indikasjon (LQI)
- 16 kanaler i 2,4 GHz båndet, 30 kanaler i 915 MHz båndet og 3 kanaler i 868 MHz båndet.

Standarden definerer to nettverksenheter som kan delta i nettet, Full-Function Device (FFD) og Reduced-Function Device (RFD). FFD inneholder komplett MAC-protokoll, noe som gjør at den i tillegg til å være en vanlig node kan operere som nettverkskoordinator (PAN). RFD er en node som navnet tilsier med mindre funksjonalitet. FFD kan snakke med andre FFD og

RFD, mens RFD kun kan snakke med FFD. RFD kan bli implementert ved å benytte minimalt med ressurser. RFD egner seg derfor godt for enkle applikasjoner som ikke krever sending av store mengder data, og som kun trenger å kommunisere med en FFD. For å lage et WPAN kreves det at to eller flere enheter er innen samme Personal Operating Space (POS) og at enhetene kommuniserer på samme fysiske kanal. Standarden spesifiserer videre at det minst må være en FFD som opererer som PAN koordinator i nettverket.

Avhengig av bruksområde kan nettverket enten operere i stjerne eller peer-to-peer topologi [15]. Topologiene er skissert i figur 3.1.



Figur 3.1: Nettverkstopologi IEEE 802.15.4

Stjernetopologien består av en PAN koordinator som er omgitt av noder som enten er RFD eller FFD. I denne topologien går all kommunikasjon direkte mellom noden og PAN koordinator, kommunikasjon mellom nodene tillates ikke. Det er viktig å merke at alle stjernetettverk opererer uavhengig av hverandre. I peer-to-peer nettverk tillates kommunikasjon mellom nodene uten at dataen går via PAN koordinatoren. Nodene i et slikt nettverk må være FFD siden nodene skal være i stand til å opprette kommunikasjon med noder innenfor POS. Ved bruk av peer-to-peer topologi kan det implementeres mer komplekse nettverksformasjoner, slik som mesh topologi. Et peer-to-peer nettverk kan videre være ad-hoc, selvorganiserende og selvhelbredende. Nettverket kan også tillate multi-hopp for ruting av data mellom samtlige enheter i nettverket.

## 3.2 Fysisk lag

Som omtalt i kapittel 2.1.1 definerer det fysiske laget det nederste laget i OSI modellen. Spesifikasjonen [15] spesifiserer at det fysiske laget er ansvarlig for følgende oppgaver:

- Aktivisering og reaktivering av sender og mottaker.
- Energi deteksjon (ED) i gjeldende kanal.
- Linkkvalitetsmålinger (LQI) for mottatte pakker.
- Vurdere om kanalen er ledig for å overføre data.
- Valg av kanalfrekvens.
- Sending og mottak av data.

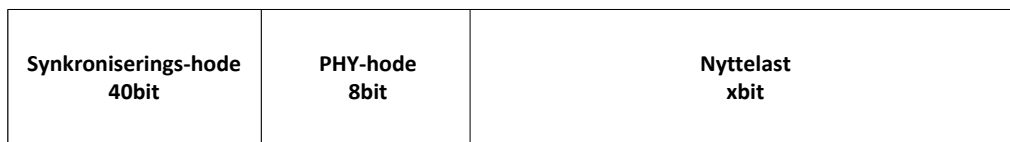
Den originale 2003 versjonen av standarden spesifiserte to fysiske lag som baserte seg på Direkte Sekvens Spredt Spektrum (DSSS) teknikker. Det ene fysiske laget spesifiserte 868/915 MHz band med en bitrate på 20 og 40 kbit/s, mens det andre laget spesifiserte 2,4 GHz med bitrate på 250 kbit/s. Revisjonen av standarden som ble utgitt i 2006 definerer fire fysiske lag, og skiller lagene basert på modulasjonstype. Årsaken til at standarden spesifiserer ulike frekvensområder er relatert til forskjellige land sine lokale reguleringer, standarden er ment å være verdenomspennende derfor må dette tas høyde for [15].

En oppsummering av den overordnede spesifikasjonen til hvert av de fysiske lagene gis i tabell 3.1.

Tabell 3.1: Overordnet spesifikasjon IEEE 802.15.4

PHY (MHz)	Frekvens bånd (MHz)	Spredte parametere		Data parametere			Puls shaping filter
		Chip rate Kchip/s	Modulasjon	Bitrate Kb/s	Symbolrate Ksymbol/s	Symboler	
<b>868/915</b>	868-868.6	300	BPSK	20	20	Binær	raised cosine
	902-928	600	BPSK	40	40	Binær	raised cosine
<b>868/915</b>	868-868.6	400	ASK	250	12.5	20bit PSSS	root raised cosine
	902-928	1600	ASK	250	50	5bit PSSS	root raised cosine
<b>868/915</b>	868-868.6	400	O-QPSK	100	25	16-ary Ortogonal	raised cosine
	902-928	1000	O-QPSK	250	62.5	16-ary Ortogonal	raised cosine
<b>2450</b>	2400-2483.5	2000	O-QPSK	250	62.5	16-ary Ortogonal	half-sine

Den Fysiske Pakkestrukturen (PPDU) som spesifiseres i standarden består av tre komponenter: Synkroniserings-hode (SHR), PHY-hode (PHR) og nyttelast [15]. Synkronisering-hode synkroniserer bitstrømmen med pakkestrukturen. PHY-hode angir pakkens lengde. PHY-nyttelast inneholder vanligvis en pakke fra MAC-laget. Figur 3.2 viser oppbygningen til PPDU.



Figur 3.2: IEEE 802.15.4 Fysisk Pakkestruktur (PPDU)

Standarden definerer totalt 27 kanaler som er fordelt over tre frekvensbånd. 16 kanaler er tilgjengelig i 2,4 GHz båndet, 10 kanaler i 915 MHz båndet og 1 kanal i 868 MHz båndet. Senterfrekvensene til kanalene defineres ihht [15]:

$$\begin{aligned}
 F_c &= 868.3 \text{ MHz}, & \text{for } k &= 0 \\
 F_c &= 906 + 2(k - 1)\text{MHz}, & \text{for } k &= 1, 2, \dots, 10 \\
 F_c &= 2405 + 5(k - 11)\text{MHz}, & \text{for } k &= 11, 12, \dots, 26
 \end{aligned}$$

Standarden spesifiserer en mottaker følsomhet på -92 dBm i 868/915 MHz området og følsomhet på -85 dBm i 2,4 GHz området.

### IEEE 802.15.4 (2,4 GHz)

Dataraten til IEEE 802.15.4 (2,4 GHz) er spesifisert til å være 250 kbit/s. Standarden benytter en kvasi-ortogonal modulasjonsteknikk. Prinsippskisse over prosessen vises i figur 3.3.



Figur 3.3: Modulasjonsteknikk for IEEE 802.15.4 (2,4GHz)

Dataen som kommer fra PPDU skal deles i grupper bestående av 8 bit ( $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7$ ). Først skal de 4 minst signifikante bit'ene ( $b_0, b_1, b_2, b_3$ ) mappes til et datasymbol, deretter mappes de 4 mest signifikante bit'ene mappes til det neste datasymbol. Innholdet i

datasymbolet bestående av 4 bit skal benyttes for å velge ut en av de 16 kvasi-ortogonale chipsekvens som er spesifisert i tabell 3.2.

Tabell 3.2: Kvasi-ortogonal Chip-sekvens benyttet i IEEE 802.15.4 (2,4 GHz)

Data symbol (desimal)	Data symbol (b0 b1 b2 b3)	Chip Verdi (c0 c1 ... c30 c31)
0	0000	1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0
1	1000	1 1 1 0 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0
2	0100	0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0
3	1100	0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1
4	0010	0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1
5	1010	0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0
6	0110	1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1
7	1110	1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1
8	0001	1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1
9	1001	1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1
10	0101	0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1
11	1101	0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0
12	0011	0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0
13	1011	0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1
14	0111	1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0
15	1111	1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0

Chipsekvensene er designet for å sørge for at «spikes» i frekvensspekteret unngås. Sekvensen er også designet på en slik måte at korrelasjonsoperasjoner forenkles og at den muliggjør enkel frekvensoffset og DC kompensasjon [31]. Chipsekvensene for de suksessive symbolene skal slås sammen før sekvensen moduleres på en bæreølge med bruk av modulasjonsformatet O-QPSK med half-sine pulsforming.

Maks utsendt effekt i frekvensområdet 2400-2483.5 MHz defineres i standarden EN 300 328, og sier at maksimalt tillatt utstrålt effekt er 100 mW e.i.r.p. For andre bredbåndsmodulasjoner enn FHSS, er maksimal tillatt e.i.r.p tetthet 10 mW/MHz [24]. Siden 802.15.4 benytter modulasjonsformen DSSS er tillatt utstrålt effekt på en båndbredde med 2 MHz maksimalt 20 mW e.i.r.p.



## 4 Modulasjon og demodulasjon

I dette kapittelet vil det gis en generell beskrivelse av digital modulasjon/demodulasjon. I digital modulasjon er informasjonen som skal sendes på digital form, og består av sekvenser med diskrete verdier. Dette gir mulighet for å velge antall symboler og hvor mange bit hvert symbol skal representere. For å beskrive effekten av å øke/reducere antall signaleringsnivåer i modulasjonen vil det første delkapittelet benyttes for å beskrive Shannonskanalteorem. Avslutningsvis vil detaljer rundt modulasjonsformatet benyttet i IEEE 802.15.4 (2,4GHz) bli beskrevet.

### 4.1 Shannonkanalteorem

Kanalkapasiteten angir den øvre grense for signaleringshastighet på en kanal når en har krav om vilkårlig liten feilrate. Shannonskanalteorem sier at det finnes en kode (modulasjon) slik en kan overføre data med en rate  $R$  så nært opptil  $C$  en måtte ønske og med en vilkårlig liten feil [13].

Dersom det antas at signalamplituden er normalfordelt og at støyen er hvit og normalfordelt kan det vises at kanalen har en kapasitet gitt av [13]:

$$C = B * \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4.1)$$

Hvor  $C$  = datarate[bit/s],  $B$  = kanalens båndbredde[Hz] og  $S/N$  = signal støy forhold[ggr].

Dersom det betraktes at kanalen sin båndbredde går mot uendelig, viser utledninger i [13] at  $C$  kan uttrykkes ved:

$$C = \frac{S}{N_0} * \log_2(e) \quad (4.2)$$

Hvor  $N_0$  er den spektrale støyteetheten.

Signalet kan videre uttrykkes som forholdet mellom bit energien  $E_b$  og bit varigheten  $T_b$ . Gitt at det kommuniserer med datarate nær opptil kanalkapasiteten blir  $R_b = C = 1/T_b$ . Dersom dette settes inn i formel 4.2, og videre løses med hensyn på  $E_b/N_0$  blir uttrykket:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\log_2(e)} = \ln(2) \quad (4.3)$$

Dette tilsvarer den absolutte nedre grense dersom kravet om vilkårlig liten feil skal opprettholdes. Sammenhengen mellom  $S/N$ ,  $E_b/N_0$ ,  $R_b$  og  $B$  gis ved [12]:

$$\frac{S}{N} = \frac{E_b}{N_0} * \frac{R_b}{B} \quad (4.4)$$

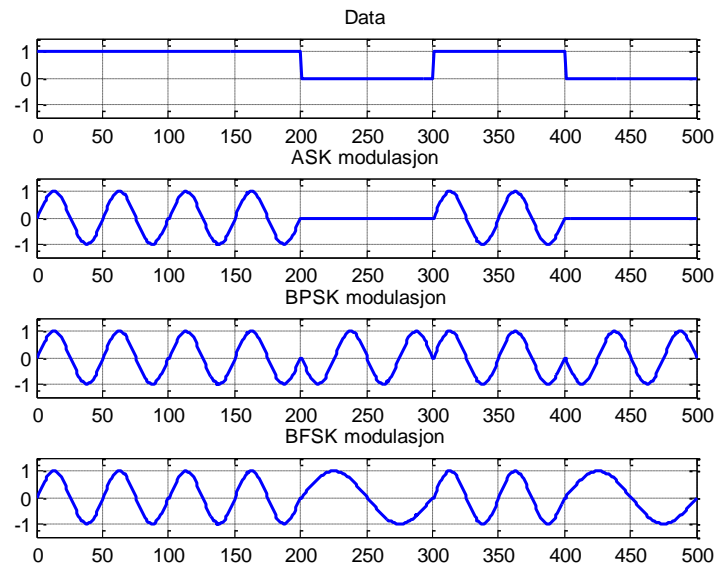
Sammenhengen mellom bitfeilrate (BER) og  $E_b/N_0$  avhenger av kode og modulasjonsform [12]. Et overordnet mål er at det på en kanal med gitt kapasitet overføres mest mulig data med lavest mulig BER. Signaleringsformatet må velges slik at kanalen blir best mulig utnyttet.

## 4.2 Modulasjon

Hvert av de  $M$  symbolene som skal overføres på kanalen må representeres på en slik måte at de kan skilles fra hverandre i demodulatoren. Det må velges  $N$  forskjellige basisfunksjoner for å representere de  $M$  forskjellige symbolene. Det er ønskelig at basisfunksjonene er ortogonale [10]. At funksjonene er ortogonale vil si at de er uavhengige av hverandre, noe som videre betyr at den ene funksjonen ikke kan benyttes for å beskrive den andre. Et symbol  $M$  kan representeres med bølgeformen  $s_i(t) = A_i(t)\cos(\omega_0 t + \phi_i(t))$ . Det er mulig å skille symbol fra hverandre ved å variere amplituden ( $A$ ), frekvensen ( $\omega$ ) eller fasen ( $\phi$ ).

Amplitude Shift Keying (ASK) betegner modulasjonstypen dersom det velges å skille symbolene fra hverandre ved å variere amplituden. Hvert symbol får sin egen amplitude, mens frekvensen og fasen forblir konstant. Den enkleste formen av ASK modulasjon er binær ASK. Når en binær 0 kommer inn til modulatoren svarer modulatoren med 0 og dersom en binær 1 kommer inn svarer modulatoren med  $A(t)\cos(\omega_0 t + \phi(t))$ . Frekvens Shift Keying (FSK) betegner modulasjonstypen dersom symbolene skilles fra hverandre ved å variere frekvensen. Den enkleste formen av FSK modulasjon er binær FSK. Dersom en binær 0 kommer inn til modulatoren sendes  $A\cos((\omega_c + \omega_0)t)$  og dersom binær 1 kommer inn til

modulatoren sendes  $A\cos((\omega_c + \omega_1)t)$ . Phase Shift Keying (PSK) betegner modulasjonstypen dersom symbolene skilles fra hverandre ved å variere frekvensen. Den enkleste formen av PSK modulasjon er binær PSK. En binær 0 gir  $A\cos(\omega t + 0^\circ)$  og binær 1 gir  $A\cos(\omega t + 180^\circ)$ . Figur 4.1 illustrerer bølgeformer til de forskjellige binære modulasjonene.



Figur 4.1: Basis modulasjonsformat

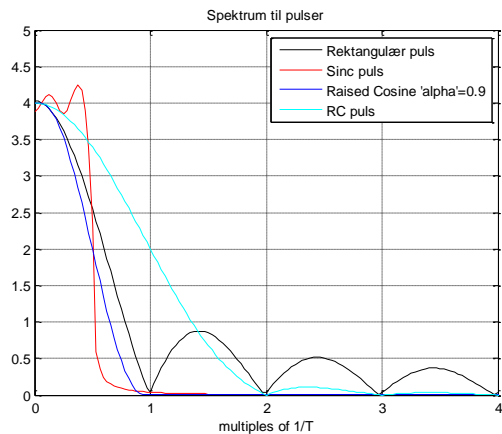
I binær modulasjon når et og et bit modulatoren samtidig, dersom det blir benyttet høyere orden modulasjon kommer flere bit til modulatoren samtidig. Eksempelvis i 4-ASK kommer 2 bit til modulatoren samtidig. Modulatoren har da  $2^2 = 4$  forskjellige innganger, hver av disse inngangene tilordnes sitt eget  $s(t)$  signal som har forskjellig amplitude. Tilsvarende blir det for høyere orden FSK og PSK, bortsett fra at  $s(t)$  vil hhv variere i frekvens og fase.

### 4.2.1 Pulsforming

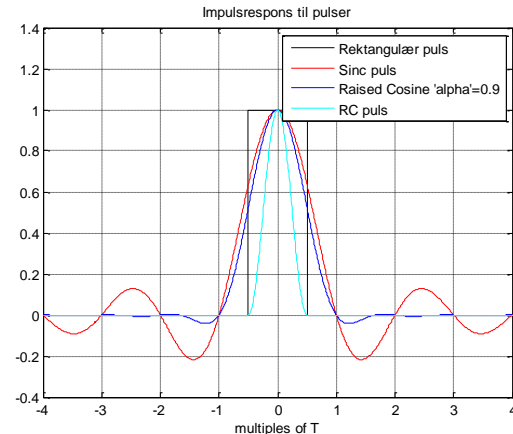
Man ønsker som regel å bruke minst mulig båndbredde for å få plass til flest mulig brukere i frekvensspekteret. Nyquist kriteriet definerer at minimum båndbredde for å kunne detektere  $R_s$  symboler/s uten intersymbol interferens (ISI) er  $R_s/2$  Hz. For å oppnå denne grensen må  $H(f)$  ha rektangulær form, impulsrespons  $h(t)$  kan da beskrives ved [12]:

$$h(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \quad (4.5)$$

Formel 4.5 beskriver et ideelt Nyquist filter, som er uendelig langt og da også følsomt for feil i samplingstidspunktet. I praksis benyttes det et filter med noe større båndbredde. Det gjøres et kompromiss mellom utflytning i tid eller frekvens, figur 4.2 og 4.3 viser plott av impuls- og frekvensrespons til forskjellige pulsformer.



Figur 4.2: Frekvensrespons til pulser



Figur 4.3: Impulsrespons til pulser

Det er ønskelig at filteret som benyttes ikke resulterer i ISI, ISI gir dårligere følsomhet for støy og kan gi problemer med deteksjon også når det ikke er støy tilstede. ISI kan bli eliminert dersom det filtreres med et filter som tilfredsstiller Nyquist kriteriet. Et filter som tilfredsstiller dette kriteriet har null-gjennomgang ved  $t = k * T$  for  $k = \pm 1, \pm 2, \dots$ , unntatt ved  $t = 0$  [10]. Eksempler på pulser som tilfredsstiller Nyquist kriteriet er rektangulær puls, sinc puls, raised cosine roll-off puls og RC puls. Impuls- og frekvensresponsen til disse pulsene er plottet i figur 4.2 og 4.3. For påfølgende pulser betyr dette at når en puls samples er det null gjennomgang og ingen bidrag/interferens fra de andre pulsene. For at dette skal fungere er det en forutsetning at timingen er perfekt [13]. Det viser seg at Raised Cosine pulsformen er den mest ideell, da det ved å justere roll-off faktoren  $\alpha$  er mulig å finne et kompromiss mellom båndbredde og ISI.

Som det vises på plottet i figur 4.3 er varigheten til impulsresponsene for pulsene som tilfredsstiller Nyquist kriteriet uendelig lange. Av den grunn er heller ikke disse filtrene fysisk realiserbare. Fordelen med disse filtrene fremfor det ideelle Nyquist-filteret er at de er enklere å trunkere, dette siden halene på disse filtrene har mindre amplitude. Av denne grunn er filtrene mindre følsomme for feil i samplingstidspunktet [13].

## 4.3 Demodulasjon

Demodulasjon handler om å tyde hvilket signal  $s_i(t)$  som er blitt sendt. For å forklare prinsippet for demodulasjon vil det i dette kapittelet antas bruk av binær PSK modulasjon.

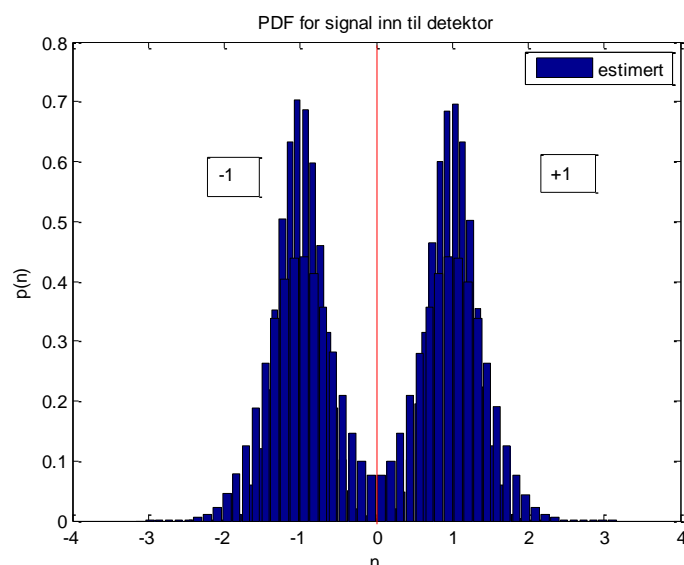
Det utsendte signalet  $s_i(t)$  kan da representeres ved:

$$s_i(t) = \begin{cases} s_1(t) & 0 \leq t \leq T \text{ for } -1 \\ s_2(t) & 0 \leq t \leq T \text{ for } +1 \end{cases} \quad (4.6)$$

Det antas videre at det utsendte signalet kun utsettes for Additiv White Gaussian Noise (AWGN) støy modell. Detaljer rundt denne modellen vil bli gitt i kapittel 5.3.1.

Det mottatte signalet  $r(t)$  kan representeres ved [13]:

$$r(t) = s_i(t) * h_c(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_c(t) s_i(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (4.7)$$

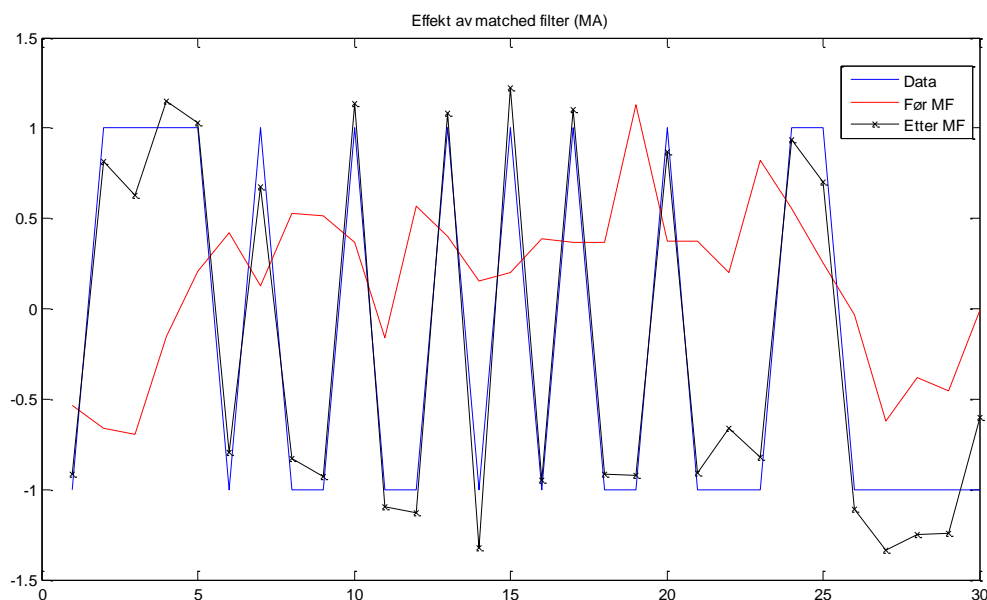


Figur 4.4: Estimert mottatt signal

Figur 4.4 viser estimering av mottatt signal for  $E_b/N_0 = 4$  dB, estimeringen er utført ved å betrakte den ene kanalen i implementeringen beskrevet i kapittel 8.2.  $r(t)$  inneholder enten  $s_1(t)$  eller  $s_2(t)$  addert med støy  $n(t)$ . Overlappsområdet mellom -1 og 1 kan føre til at det detekteres -1 selv om det var 1 som ble sendt. Dersom  $E_b/N_0$  økes vil overlappsområdet minke, og sannsynligheten for bitfeil avta.

### 4.3.1 Matched filter

Målet til mottaker filteret er å gjenopprette det utsendte signalet med best mulig signal til støy forhold (SNR), dette oppnås ved å benytte et matched filter [13]. Utledning gitt i referanse [13] viser at filteret som oppfyller dette kravet har impulsresponsen tilsvarende konjugatet til en skalert, tidsreservert og skiftet versjon av det utsendte signalet. Det vil si at impulsresponsen til mottakerfilteret avhenger av pulsformingsfilteret. Dersom impulsresponsen til pulsformingsfilteret som benyttes betegnes  $p(t)$  vil et mottakerfilter med impulsrespons  $h(t) = p(T - t)$  maksimalisere SNR og øke sannsynligheten for korrekt deteksjon. Figur 4.5 baserer seg på implementering beskrevet i kapittel 8.2, og viser den positive effekten som oppnås ved å benytte Matched Filter. Plottet er generert ved å betrakte real-delen til den ene kanalen uten spredning, implementeringen er beskrevet i kapittel 8.



Figur 4.5: Matched Filter ( $E_b/N_0=4\text{dB}$  og  $OS=5$ )

### 4.3.2 Dekoding

Detektoren analyserer utgangen fra Matched Filteret  $z(t)$  og avgjør om signalet som ble sendt er  $s_1(t)$  eller  $s_2(t)$ . Deteksjonen som foretas baserer seg på hypotesetesting [13]:

$$z(T) \underset{H_2}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma \quad (4.8)$$

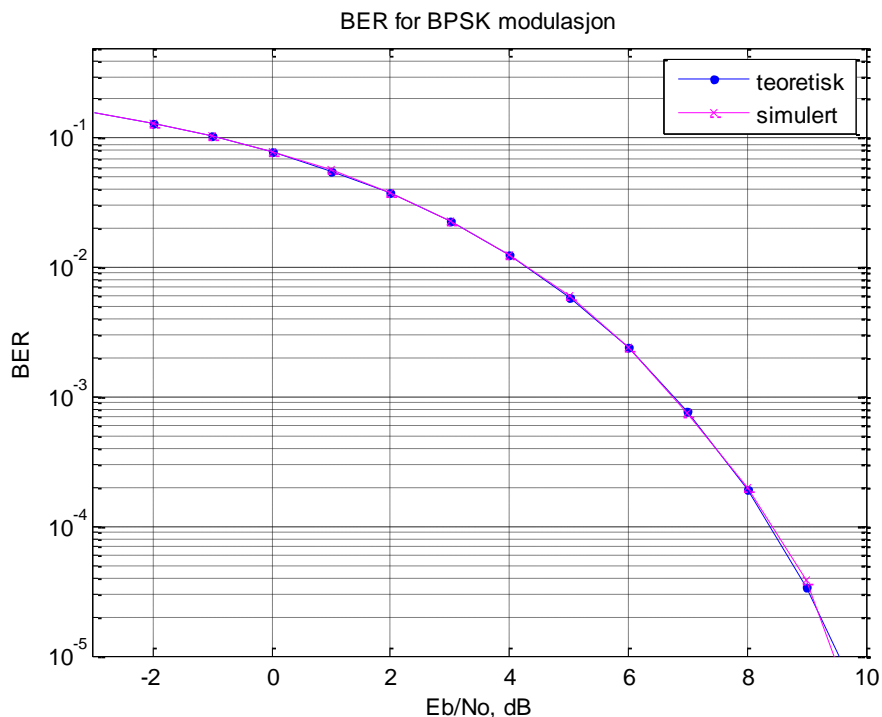
$H_1$  og  $H_2$  representerer de 2 hypotesene, hvor  $H_1$  blir valgt dersom  $z(T) > \gamma$  og  $H_2$  blir valgt dersom  $z(T) < \gamma$ . For å finne terskelverdien  $\gamma$  baserer det seg på teknikker for å minimere sannsynligheten for feil. Fullstendige utlegningen gis i referanse [13], her presenteres kun de viktigste resultatene. Det viser seg at BER når terskelen defineres:  $\gamma = \frac{(a_1+a_2)}{2}$  gis av:

$$BER = \int_{\gamma=\frac{(a_1+a_2)}{2}}^{\infty} \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z-a_2}{\sigma_0}\right)^2} dz \quad (4.9)$$

Løses dette integralet kan BER uttrykkes:

$$BER = Q \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \quad (4.10)$$

Figur 4.6 viser plott av simulert BER og plott av formel 4.10, dvs teoretisk BER. Som det vises stemmer den teoretiske kurven godt overens med den simulerte.



Figur 4.6: BER for BPSK modulasjon

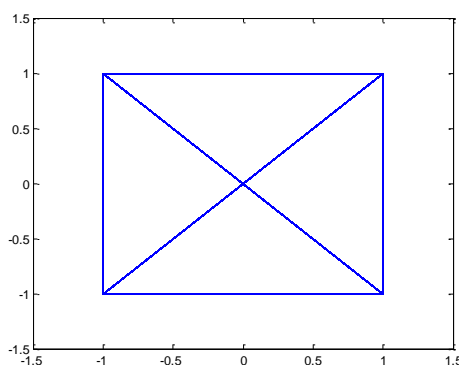
## 4.4 Modulasjonsformat benyttet i IEEE 802.15.4

Som omtalt i kapittel 3 definerer IEEE 802.15.4 standarden bruken av tre modulasjonsformat: Amplitude Shift Keying (ASK), Binear Phase Shift Keying (BPSK) og Offset Quaderature Phase Shift Keying (O-QPSK). ASK og BPSK er som tidligere nevnt i dette kapittelet å regne som grunnleggende modulasjonsformat. I disse formatene benyttes binær signaleringen, med kun et bit per symbol. I dette kapittelet vil det fokuseres på å gi en beskrivelse av O-QPSK, samt beskrive effekten av å kombinere dette formatet med half-sine pulsformingsfilter. Siden O-QPSK er en «Offset» versjon av QPSK, bygger formatene på samme prinsipper. Det vil av den grunn bli startet med å gi en beskrivelse av QPSK.

QPSK er en utvidelse av BPSK. Til sammenlikning med BPSK som benytter to faseverdier, 0 eller  $\pi$  kan fasen i QPSK ha en av fire verdier 0,  $\pi/2$ ,  $\pi$  eller  $3\pi/2$ . Hvert symbol består av to bit, en i-fase (I) komponent og en kvadratur (Q) komponent. Matematisk kan QPSK modulasjon uttrykkes ved [10]:

$$s_i(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (4.10)$$

Avhengig av bit parene tar fasen  $\theta_i$  en av de fire verdiene. Figur 4.7 viser plott av signal konstallasjonen til QPSK modulasjonen.



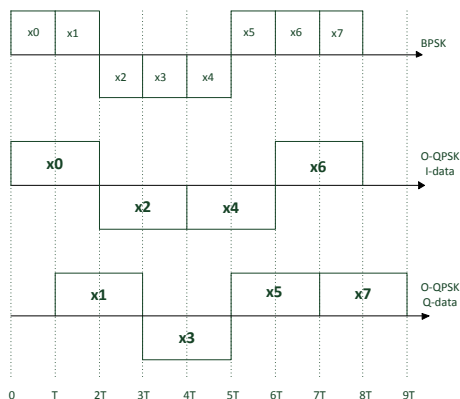
Figur 4.7: Signal konstallasjon QPSK

Signalkonstallasjonen viser at faseendringen mellom symbolene kan være på 0,  $\pm\pi/2$  eller  $\pm\pi$ . Disse skarpe endringene fører til at bølgen blir diskontinuerlig, noe som videre gjør at envelopen på signalet vil variere.

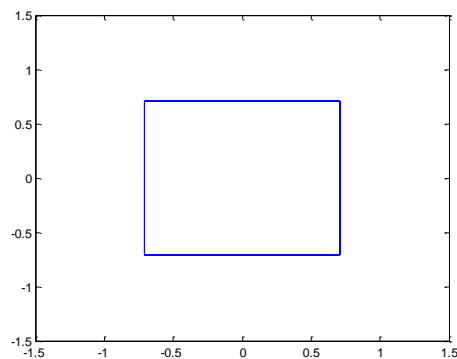
En måte å unngå at vektoren beveger seg gjennom origo er å forskyve enten I eller Q dataen slik at det blir en relativ forsinkelse mellom dem på  $T_c$ . På denne måten unngås det at både I



og Q kanalen endrer seg samtidig. Figur 4.8 viser prinsipielt hvordan forskyvningen skal utføres i henhold til spesifikasjonen [15]. For å oppnå samme datarate som for BPSK er I og Q illustrert med en symbolperiode på  $2T$ .



Figur 4.8: Prinsippskisse av forsinkelse av Q-data

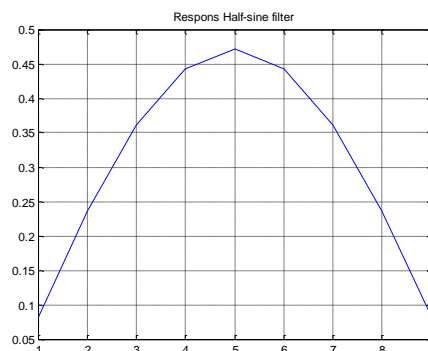


Figur 4.9: Signal konstellasjon O-QPSK

Ved å utføre denne forskyvningen er det kun mulig for signalet å gå fra  $(1,1)$  til  $(-1,1)$  eller  $(1,-1)$  og ikke til  $(-1,-1)$ . På denne måten kan endringen mellom signalene kun være på 0 eller  $\pm\pi/2$ , som vises i figur 4.9. Denne modulasjonsformen kalles O-QPSK og sørger for at det blir mindre variasjon i envelopen.

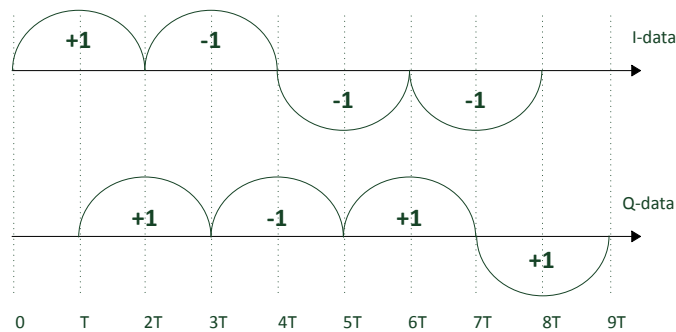
Kurven på transaksjonen mellom for eksempel  $(-1,-1)$  og  $(1,-1)$  kan påvirkes ved bruk av de forskjellige typene pulsformingsfiltre. Standarden definerer bruk av forskjellige filtre for de forskjellige fysiske kanalene, som vist i tabell 3.1. For O-QPSK defineres bruk av half-sine pulsformingsfilter beskrevet i henhold til formel 4.11. Ved å benytte rett type filter kan det gjøre slik at lengden på vektoren holdes konstant og at vi på den måten oppnår en konstant envelope på amplituden.

$$p(t) = \begin{cases} \sin\left(\pi \frac{t}{2T_c}\right), & 0 \leq t \leq 2T_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.11)$$

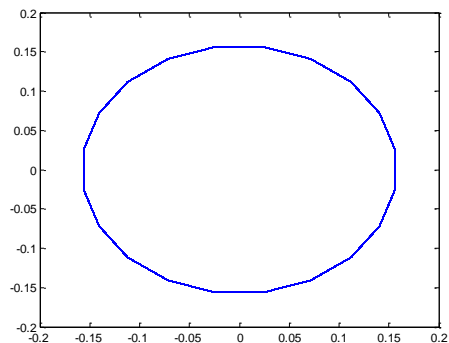


Figur 4.10: Respons til half-sine filter

Prinsippskissen i figur 4.11 og konstellasjonsplottet i figur 4.12 viser hvilken effekt det gir å kombinere half-sine filter med O-QPSK modulasjon.



Figur 4.11: Prinsippskisse O-QPSK med half-sin pulsformingsfilter



Figur 4.12: Signal konstellasjon O-QPSK med half-sine filter

Som det vises av konstellasjonsplottet i figur 4.12 endrer dette filteret vektordiagrammet til O-QPSK til å bli en sirkel. På den måten blir alle amplitudevariasjoner eliminert. Dette gjør at O-QPSK nå kan betegnes som en kvasi konstant envelope modulasjon. Denne modulasjonen omtales i litteraturen som Minimum Shift Keying (MSK).

Som nevnt i kapittel 2 er to viktige krav når TSN designes at nodene er billige og at strøm forbruket er så lavt som mulig slik at levetiden til nodene blir så lang som mulig. For å oppnå høyest mulig ytelse på kanalen er det viktig at utgangseffekten er så høy som mulig, jmf. formel 4.1. Siden signalet som kommer ut fra modulatorene har konstant envelope kan det benyttes rimelige ikke lineære forsterkere med høy virkningsgrad. Den konstante envelopen forhindrer spektral «re-growth» av sidebølger i den ikke lineære forsterkningen. Dersom det hadde blitt benyttet en modulasjon som ikke hadde hatt konstant envelope vil dette være problematisk grunnet den konstante fluktueringen i amplitude. I et slikt tilfelle ville en ikke lineær forsterker resultert i økt BER og for å opprettholde BER ville det vært nødvendig å benytte en lineær forsterker som har en betraktelig høyere pris enn de ikke lineære forsterkere.

Qingchong Liu og Jia Li presenterer i artikkel [28] resultat av simuleringer utført i en AWGN kanal med forskjellige modulasjonsformat ved bruk av lineære og ikke lineære forsterkere. Et av resultatene viser at BER når det benyttes O-QPSK med konstant envelope og det opereres i forsterkerens «mettede» området, har tilnærmet den samme ytelsen som for BPSK modulasjon som opererer i det lineære området.

## 5 Kanalen

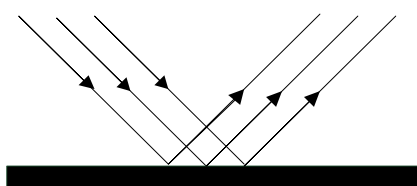
I dette kapitlet vil det først bli gitt en beskrivelse av hvilke radiopropagasjonsfenomener som kan forventes i et TSN og hvordan disse påvirker det mottatte signalet. Påfølgende vil det gis en kort beskrivelse av kanalparametere som er vanlig å benytte for å karakterisere en kanal, før det avslutningsvis vil bli beskrevet generering av kanalmodeller.

### 5.1 Radio propagasjon

Refleksjon, diffraksjon og scattering er tre basis propagasjonsmekanismer som påvirker propagasjonen i et TSN. Som en følge av disse mekanismene kan det oppstå multipath-transmisjon som videre kan resultere i fading. I dette delkapitlet vil det gis en kort beskrivelse av disse fenomenene.

#### 5.1.1 Refleksjon

Refleksjon oppstår dersom en elektromagnetiskbølge treffer en flate som er stor sammenliknet med bølgelengden. Bølgen som treffer flaten blir sendt ut igjen isteden for å bli absorbert av flaten. Refleksjon kan være speilende eller diffus [10]. Ved speilende refleksjon reflekteres bølgen i en vinkel som er like stor som innfallsvinkelen, men på motsatt side. Ved diffus refleksjon spres bølgen ut igjen i alle retninger.



Figur 5.1: Refleksjon

#### 5.1.2 Diffraksjon

Diffraksjon oppstår dersom bølgen treffer en overflate som har skarpe irregulariteter eller små åpninger. Dette gjør slik at bølgen bøyes rundt små hindringer og spres når den passerer gjennom små åpninger. Diffraksjon kalles også shadowing siden sekundærbølgene som genereres kan gjøre slik at utsendt bølge når mottakeren selv om det ikke er direkte bane mellom dem.

### 5.1.3 Scattering

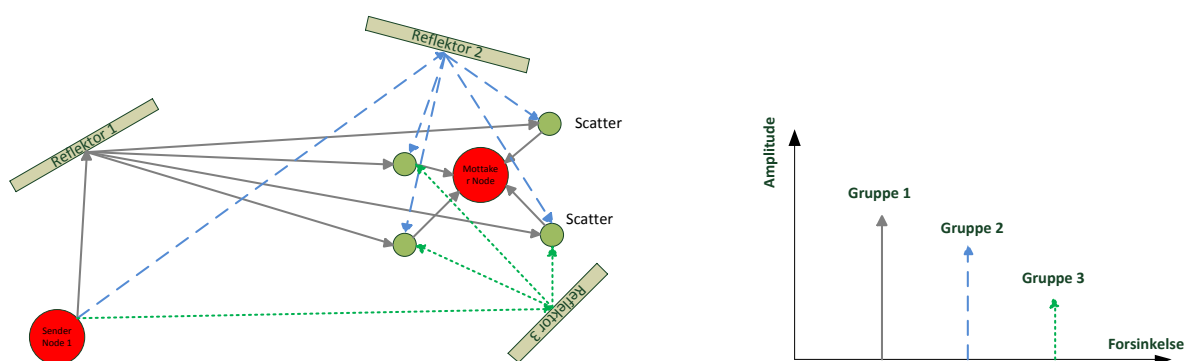
Scattering er et fysisk fenomen som tvinger bølgen å avvike fra en rett bane mellom sender og mottaker. Årsaken til dette avviket er at mediet som bølgen propagerer i har stor tetthet av lokale hindringer som har liten dimensjon sammenliknet med bølgelengden. Som en årsak av disse lokale hindringene blir bølgen spred i alle retninger.

### 5.1.4 Multipath

Forholdet mellom sender og mottaker kan gjøre slik at det mottatte radiosignalet består av bidrag fra flere bølger, dette er illustrert i figur 5.2. Amplitude og fase på de mottatte signalene bestemmes av banelengden. Siden hvert av de reflekterte signalene tar forskjellige baner for å nå mottakeren vil banelengdene være ulike. Som det vises i figur 5.2 deles impulsresponsen opp i grupper. Forsinkelsen for komponentene i hver gruppe er så små at mottakeren ikke klarer å skille dem, derfor oppleves de som en impulsrespons. Hver gruppe ankommer til forskjellig tid, som et resultat av dette kan den totale impulsresponsen til kanalen uttrykkes som en serie av Dirac Delta funksjoner [12]:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t) \exp(-j\theta_i(t)) \delta(\tau, \tau_i(t)) \quad (5.1)$$

Hvor  $a_i(t)$ ,  $\theta_i(t)$  og  $\tau_i(t)$  er amplitude, faseskift og forsinkelse til den  $i$ 'te ved tid  $t$ . En enkel impulsrespons reflekterer kun et spesifikt scenario av multipath og endres ved lokasjon og tid.



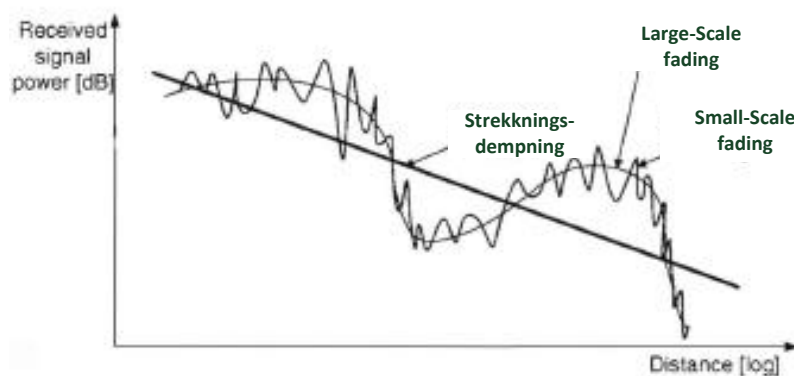
Figur 5.2: Multipath

### 5.1.5 Fading

Som en konsekvens av multipath vil det oppleves variasjon i mottatt signalamplitude, dette fenomenet betegnes fading. Fading deles vanligvis inn i to kategorier: large-scale fading og small-scale fading.

Large-scale fading er vanligvis definert som den gjennomsnittlige dempning et signal får når det beveger seg over store avstander. Fadingen påvirkes hovedsakelig av «store» objekter som fjell, skogområder og bygninger, som er plassert i området mellom sender og mottaker. Disse objektene fører til en shadowing-effekt, som gjør at det oppstår en sakte fluktuerende om gjennomsnittlig strekningsdempning. Ved å se på statistikken til fadingen viser det seg at dempningen av et signal som beveger seg i et transmisjonsmedium over en avstand  $d$  med tapsfaktor  $n$ , avtar med  $d^{-n}$  [10]. Fluktueringen om gjennomsnittlig strekningsdempning som oppstår grunnet shadowing viser seg å følge log-normal fordeling.

Small-scale fading betegner den raske fluktuerende som oppstår i signalamplituden når signalet beveger seg over korte avstander [13]. Antall scatter og reflektorer i området mellom sender og mottaker, har stor betydning på hvor kraftig denne fadingen vil være. Small-scale fading er et random fenomen og må derfor beskrives ved bruk av sannsynlighetsfordeling. Empiriske målinger har vist at dersom det mottas et stort antall multipath baner og det ikke er noen dominerende LOS-baner, vil amplituden til det mottatte signalet følge Rayleigh fordeling. Dersom det i tillegg til multipath banene mottas en dominerende komponent som ikke er fadet, eksempelvis fra en LOS-bane, vil amplituden til det mottatte signalet følge Rice fordeling. Figur 5.3 viser sammenhengen mellom de forskjellige fadingene.



Figur 5.3: Illustrasjon av fading [30]

## 5.2 Kanal karakterisering

Variasjon i signalamplituden er ikke eneste konsekvens av fading. I dette delkapittelet vil det kort beskrives hvilke konsekvenser fading får med tanke på å karakterisere kanalen.

### 5.2.1 Pulsutvidelse

Som beskrevet i kapittel 5.4.1 fører multipath til at flere tidsforsinkete versjoner av utsendt puls ankommer mottakeren med forskjellig forsinkelse og amplitude. I [10] beskrives en simulering utført i MATLAB<sup>®</sup> hvor en puls med bredde  $\sigma_d=14.14\text{ms}$  ble sendt gjennom en kanal. Simuleringen representerer et scenario hvor utsendt puls når mottakeren i 10 grupper, hvor hver gruppe ankommer med forskjellig forsinkelse og amplitude. Resultatet av simuleringen viser tydelig at pulsen er blitt utvidet og  $\sigma_d$  for mottatt puls er  $27.38\text{ms}$ .

Den eksakte pulsutvidelsen kan beregnes ved å betrakte gjennomsnittlig forsinkelse til de respektive gruppene i det spesifikke scenarioet [10]:

$$\langle \tau \rangle = \frac{\sum_{i=1}^N p_i \tau_i}{\sum_{i=1}^N p_i} \quad (5.2)$$

Hvor  $\tau$  er gjennomsnittlig forsinkelse,  $\tau_i$  er forsinkelse i'te bane og  $p_i$  er effekt fra i'te bane. Utvidelsen pulsen har fått grunnet mottak av pulser til forskjellig tid  $\sigma_d$  kan uttrykkes:

$$\sigma_d = \sqrt{\langle \tau^2 \rangle \langle \tau \rangle^2} \quad (5.3)$$

Dersom pulsutvidelsen er stor vil det det kunne oppleves intersymbol interferens (ISI) som vil degradere systemet [12].

### 5.2.2 Koherensbåndbredde

Koherensbåndbredden  $B_c$  er en statistisk måling av frekvensområdet hvor kanalen antas å være flat. Dersom koherensbåndbredden defineres som frekvensintervallet hvor kanalens transferfunksjon har en korrelasjon på minst 0.5, kan koherensbåndbredde uttrykkes [20]:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_d} \quad (5.4)$$

Når koherensbåndbredden er mye større enn signalbåndbredden ( $B_c > 1/T_s$ ) opplever signalet tilsvarende fading ved forskjellige frekvenser, dette omtales som flat-fading. Når koherensbåndbredden er mye mindre enn signalbåndbredden ( $B_c \ll 1/T_s$ ) kan signaler på forskjellige frekvenser oppleve forskjellig fading, dette omtales som frekvensselektiv-fading. Dette betyr at som en følge av pulsspredning reduseres koherensbåndbredden, som kan gjøre at en kanal som tidligere var flat ender opp med å bli frekvensselektiv.

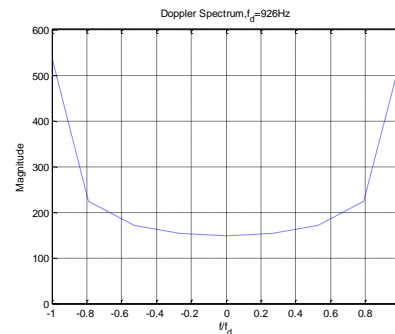
### 5.2.3 Dopplerspredning

Dersom det er bevegelse må beskrivelsen av det mottatte signalet endres. Bevegelse vil resultere i et doppler-skifte i frekvensen til det mottatte signalet. Dopplerskift  $f_d$  uttrykkes[23]:

$$f_d = \frac{f_c * v}{c} \quad (5.5)$$

Hvor  $v$  er bevegelseshastighet og  $c$  er hastigheten til den elektromagnetiske bølgen i fritt rom. Dopplereffektspekter fremstiller hvordan en frekvens  $f$  spes i spekteret når den utsettes for et dopplerspredning  $f_d$ . Dersom det antas at signalkomponentene er uniformfordelt og at komponentene ankommer med lik sannsynlighet fra alle retninger, kan powerspekteret til det mottatte signalet uttrykkes [23]:

$$S_d(f) = \begin{cases} \frac{\sigma}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}} & |f| \leq f_d \\ 0 & \text{ellers} \end{cases} \quad (5.6)$$



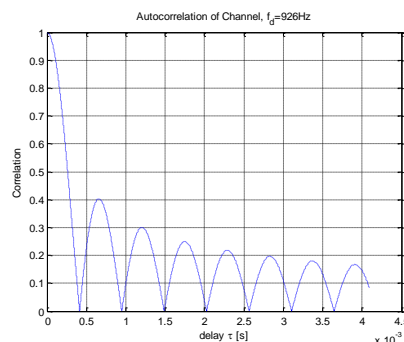
Figur 5.4: Dopplerspektrum

Dopplerspektrumet i figur 5.4 er et såkalt *Jakes spektrum* som sier at det er mest sannsynlig å ha mye energi rundt  $\pm f_d$  enn i senter. Dersom det ikke foreligger info om vinkelen som bølgene ankommer med, skal dette doppler spekteret benyttes [13].

## 5.2.4 Koherenstid

Koherenstid  $T_c$  er tiden hvor kanalkarakteristikken antas å være konstant [12]. Dersom det antas Jakes spektrum, kan tidsskorrelasjonen finnes ved å ta Invers Fast Fourier Transform (IFFT) til effektspektrumet gitt av formel 5.6.

$$R(\tau) = J_0\left(\frac{2\pi v\tau}{\lambda}\right) \quad (5.7)$$



Figur 5.5: Autokorrelasjonsfunksjon

Plottet i figur 5.5 viser at funksjonen har det første nullpunkt ved ca 0.35s. Dersom det ønskes at fadingen mellom to baner skal være ukorrelerte må det være en relativ avstand mellom punktene på  $d = 0.35\lambda/2\pi = 0.055\lambda$ . Definisjonen på koherensavstand kan på bakgrunn av dette sies å være avstanden to «antenn» må ha for å oppleve ukorrelert fading.

Dersom en kanal har en koherensavstand på  $d$  og systemet opplever en bevegelse på  $v$  m/s, vil koherensavstanden tilbakelegges på  $d/v$  som uttrykker tiden hvor kanalkarakteristikken antas å være konstant. Forholdet mellom dopplerspredning og koherenstid kan uttrykkes [10]:

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_d} \quad (5.8)$$

For å karakterisere om vi har hurtig eller sakte variasjon, kan koherenstiden sammenliknes med symboltiden  $T_s$  til kanalen. Det vil oppstå rask fading dersom  $T_s > T_c$  og sakte fading dersom  $T_s \ll T_c$ .



## 5.3 Kanal modeller

For nøyaktig å kunne generere en kanal for et gitt scenario må en ha detaljert oversikt over hva som befinner seg i området mellom sender og mottaker til enhver tid. I et gitt scenario vil det grunnet den store kompleksiteten være vanskelig å kunne gi en eksakt matematisk representasjon av området. I kommunikasjonssystemer er det derfor vanlig å generere modeller som representerer gjennomsnittlig kanalegenskaper for et gitt område. Modellen baserer seg på ofte på empiriske data som er målt i en periode på flere år.

Det er vanlig å modellere en kanal basert på bidrag fra tre modeller: fading/multipath  $f(t)$ , strekningsdempning  $p(t)$  og støy  $n(t)$ . Matematisk kan dette uttrykkes:

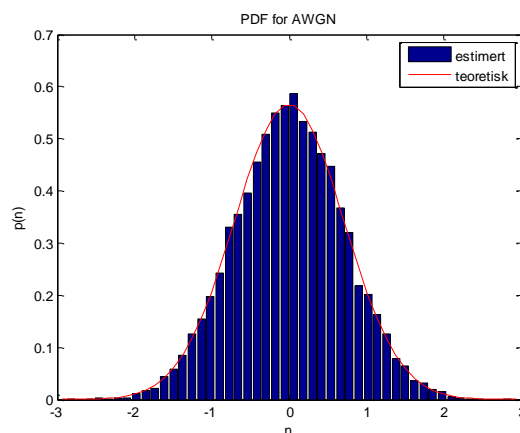
$$y(t) = f(t) * p(t) * x(t) + n(t) \quad (5.9)$$

Videre vil dette delkapittelet beskrive hvordan de forskjellige modellene kan genereres.

### 5.3.1 Støy modeller

Additiv White Gaussian Noise (AWGN) vil alltid være tilstede i et kommunikasjonssystem [14]. Med additiv menes det at støyen adderes til signalet, med hvit menes det at støyen har flatt powerspekter over alle frekvenser og med gaussisk menes det at støyen har en gaussisk PDF. At fordelingen blir gaussisk kan forklares ved å betrakte Sentral Grense Teoremet (SGT) som sier at når en sum uavhengige randome variabler går mot uendelig, vil fordelingen gå mot å bli gaussisk. En gaussisk prosess  $n(t)$  er derfor en random funksjon hvor  $n$  til enhver tid er statistisk karakterisert av formel 5.10, hvor  $\sigma^2$  er variansen til  $n$ .

$$p_N(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{n^2}{2\sigma_N^2}\right] \quad (5.10)$$



Figur 5.6: PDF for AWGN

### 5.3.2 Fading modeller

For de aller fleste TSN systemer vil AWGN modell være en dårlig modell, da det i de fleste scenarioer som omtalt tidligere vil være fading og multipath. En typisk ikke gaussisk kanal som opptrer i praksis er fading kanal. Hvordan fadingen er korrelert avhenger av de fysiske forholdene mellom sender og mottaker. I dette delkapittelet vil det startes med å gi en beskrivelse av hvordan Rice og Rayleigh flat-fading kan genereres når samplene antas å være ukorrelerte dvs  $f_d \approx 0$  og  $T_c \rightarrow \infty$ . Etter dette vil generering av flat-fading modeller når det antas korrelasjon mellom samplene bli beskrevet, dvs.  $f_d \neq 0$  og  $T_c \neq \infty$ .

#### Rayleigh og Rice modell

Som omtalt i kapittel 5.1.5 benyttes Rayleigh fading modell dersom det er *non-line-of-site* (NLOS) forhold mellom sender og mottaker [13]. Dersom det antas at det ikke er noen direktekomponenter kan det mottatte signalet  $s(t)$  beskrives iht [16]:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(\omega_c t + \phi_i) \quad (5.11)$$

Hvor  $N$  er antall baner og  $\Phi_i$  er fasen som varierer basert på banelengden. Dersom banelengden endres med en bølgelengde vil fasen endres med  $2\pi$ , fasen er derfor uniform fordelt over  $[0, 2\pi]$ .

Dersom det mottatte signalet  $s(t)$  uttrykkes med I og Q-komponent blir:

$$s(t) = I(t)\cos(\omega_c t) + Q(t)\sin(\omega_c t) \quad (5.12)$$

Envelopen  $R$  kan uttrykkes ved:

$$R(t) = \sqrt{[I(t)]^2 + [Q(t)]^2} \quad (5.13)$$

Når  $N$  er stor vil I og Q komponenten til envelopen være Gaussisk fordelt jmf. sentral grense teoremet [13]. Det kan da vises at sannsynlighetstetthetsfordelingen til den mottatte signal envelopen er Rayleigh fordelt, med matematisk beskrivelse:

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad r \geq 0 \quad (5.14)$$

Rician fading karakteriseres ved at det i tillegg til NLOS baner er en dominerende *line-of-site* (LOS) bane som går direkte fra sender til mottaker [13]. Direktekomponenten som bidrar i det mottatte signalet blir antatt deterministisk [10]. Uttrykket for det mottatte signalet blir da [16]:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(\omega_c t + \phi_i) + k_d \cos(\omega_c t) \quad (5.15)$$

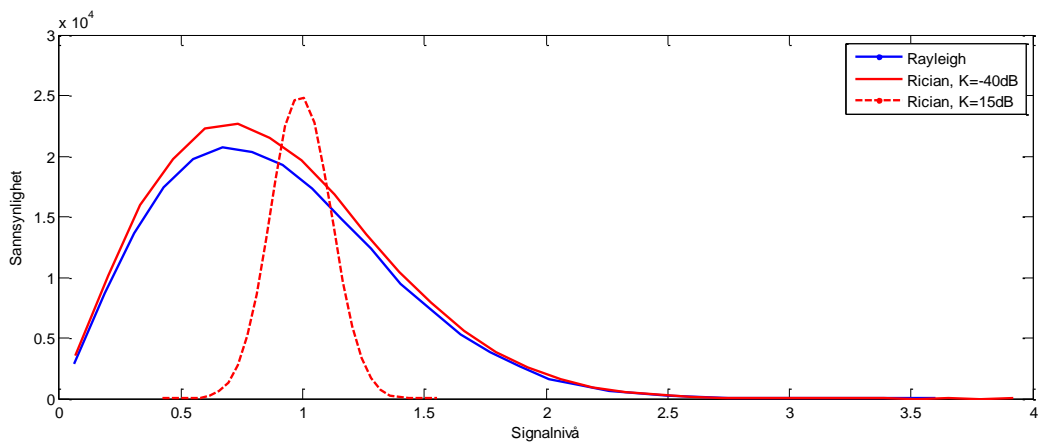
Hvor  $k_d$  er styrken på direktekomponenten. Signal envelopen til det mottatte signalet har nå Rician fordeling og kan uttrykkes ihht [16]:

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2 + k_d^2}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\frac{rk_d}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (5.16)$$

Hvor  $I_0()$  er førsteordens besselfunksjon. Dette uttrykket blir ofte omformulert slik at det uttrykkes med hensyn på Rician faktor  $K$ . Hvor  $K$  beskriver forholdet mellom signalstyrken fra direktebanen og de indirekte banene.

$$K(dB) = 10 \log_{10}\left(\frac{k_d^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.17)$$

Plottet i figur 5.7 viser en sammenlikning av Rayleigh og Rice fading. Som vi ser nærmer Rician fordeling seg Rayleigh for  $K=-40dB$  mens den nærmer seg Gaussisk fordeling når  $K=15dB$ .

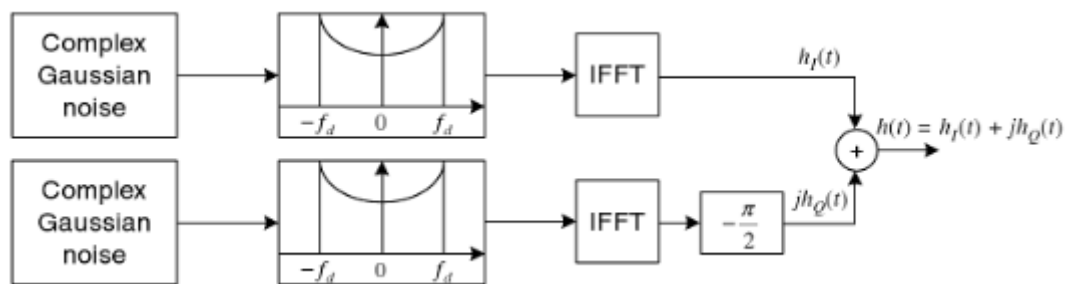


Figur 5.7: Rayleigh og Rice fading

## Clarks og Jakes modell

Clark og Jakes modell er to grunnleggende modeller som kan brukes som baseline for generering av flat-fading når det antas korrelasjon mellom samplene [30].

Clarks modell er en basis Filtred White Gaussian Noise (FWGN) modell som kan modifiseres til forskjellige varianter avhengig av hvordan dopplerfilteret implementeres. I denne rapporten vil kun implementering i frekvensdomenet bli behandlet. Figur 5.8 viser blokkdiagram over Clarks modell.



Figur 5.8: Clarks modell [30]

Det komplekse støysignalet som genereres blir filtrert gjennom et definert dopplerfilter. Clarks modell forutsetter at signalkomponentene har en uniform fordeling og at komponentene ankommer med lik sannsynlighet fra alle retninger. Som beskrevet i kapittel 5.2.3 benyttes i et slikt tilfelle Jakes dopplerspektrum. Etter dette blir den doppler skiftete Gaussiske støyen transformert til tidsdomenet. For videre å generere kanalen med Rayleigh fordelt amplitude summeres real og imaginær del.

Jakes modell genererer Rayleigh fadingkanal ved å sette sammen komplekse sinusoider. Antall sinusoider må være tilstrekkelig for å kunne tilnærme Rayleigh fordeling. Videre må hver sinusoid bli vektet slik at ønsket doppler spektrum genereres. Figur 5.9 viser blokkdiagram over Jakes modell. Som for Clarks modell antas det at signalkomponentene har en uniform fordeling og at komponentene ankommer med lik sannsynlighet fra alle retninger. Utgangen til de forskjellige oscillatorene korresponderer til forskjellige dopplerskift.

Den totale summen for utgangen til oscillatorene kan for den reelle og imaginære delen av signalet uttrykkes [30]:

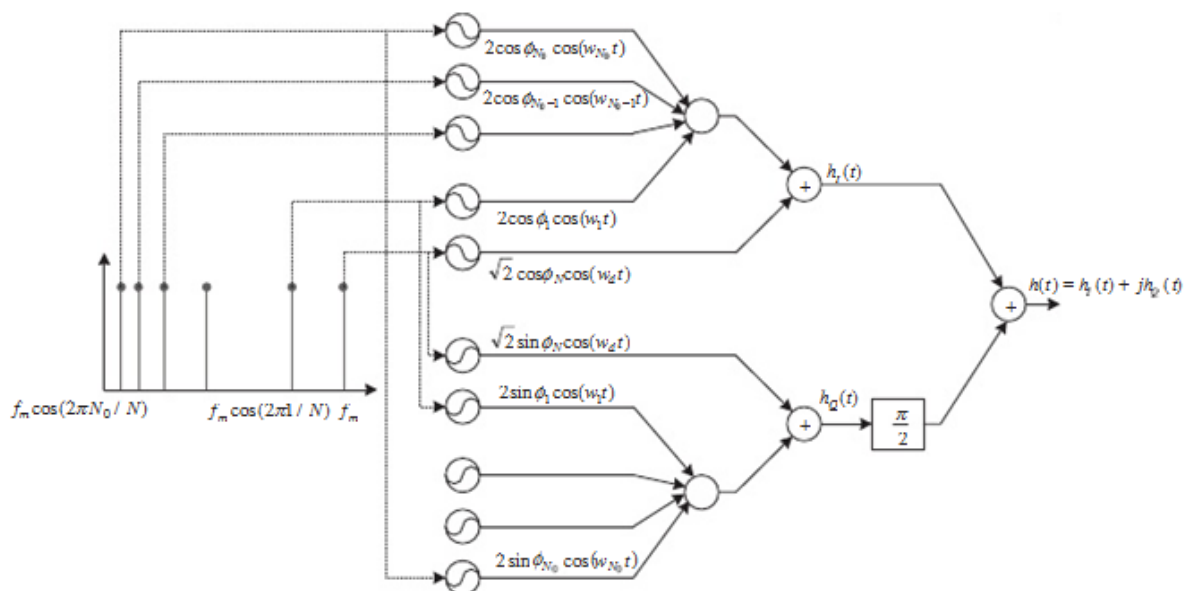
$$h_I(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\cos(\phi_n) \cos(w_n) + \sqrt{2} \cos(\phi_N) \cos(w_d) t) \quad (5.18)$$

$$h_Q(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\cos(\phi_n) \cos(w_n) + \sqrt{2} \cos(\phi_N) \cos(w_d) t) \quad (5.19)$$

Hvor  $\phi_n$  og  $\phi_n$  er startfasen for henholdsvis den n-te doppler-skiftete sinusoiden og doppler spredningen  $f_m$ . Videre kan utgangen fra generatoren uttrykkes [30]:

$$h(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2N_0 + 1}} \{h_I(t) + jh_Q(t)\} \quad (5.20)$$

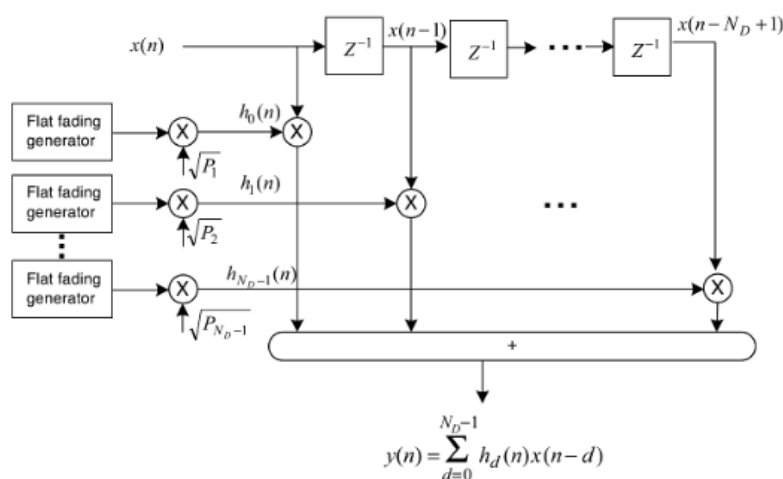
Forutsatt at  $N_0$  er stor nok for å tilnærme Rayleigh, genererer Jakes modell et Rayleigh fadet signal med gjennomsnittlig amplitude  $E_0$  og gjennomsnittlig energi  $E_0^2$ . Reell og imaginær del av kanalen er statistisk uavhengig med en gjennomsnittlig effekt på  $E_0^2/2$ .



Figur 5.9: Jakes modell [30]

### 5.3.3 Multipath modeller

I forrige kapittel ble det antatt at forsinkelsen til komponentene som ankom mottakeren var så små at de ikke var mulig å skille dem fra hverandre, i figur 5.2 betegnes dette som en gruppe. Dersom det antas at det mottas flere grupper kan den totale impulsresponsen til kanalen uttrykkes som en serie av Dirac Delta funksjoner jmf. formel 5.1. I et slikt tilfelle vil det oppstå pulsspredning som videre kan resultere i frekvensselektivitet. Inngangsverdiene for en multipath kanalmodell for et gitt område er forsinkelse og effekt for de aktuelle banene. Det er vanlig å fremstille dette ved bruk av Power Delay Profil (PDP). Blokkdiagram for implementering vises i figur 5.10. Multipath fadingkanal kan altså genereres som et FIR-filter med PDP som inngangsverdier.



Figur 5.10: Generering av multipath modeller [30]

### 5.3.4 Strekningsdempingsmodeller

For å anslå mottatt signalnivå i et LOS miljø hvor det ikke er noen hindringer mellom sender og mottaker kan FRIIS likning benyttes [13]. Den mottatte effekten,  $P_r(d)$  blir da:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (5.21)$$

Hvor  $P_t$  er utsendt effekt,  $\lambda$  er bølgelengden og  $L$  representerer tap i systemet som ikke er relatert til propagasjon.

Log-distance modellen er en mer generalisert strekningsdempingsmodell som kan genereres ved å modifisere FRIIS likning slik den tar høyde for propageringsmiljøet. Teoretisk sett vil dempningen av et signal som beveger seg i et transmisjonsmedium over en avstand  $d$  med tapsfaktor  $n$ , kunne uttrykkes med  $d^{-n}$  [10]. Hvor tapsfaktor  $n$  avhenger av transmisjonsforhold mellom sender og mottaker. For friskt er det vanlig å benytte tapsfaktor på 2, mens for urbane strøk er dempingsfaktor normalt mellom 3 og 5 [30]. Settes dette forholdet inn i formel 5.21 og konverterer til dB kan strekningsdempningen genereres ved [30]:

$$PL_{LD}(d)_{dB} = PL_F(d_0) + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) \quad (5.22)$$

Hvor  $d_0$  er referanseavstanden hvor det kan antas friskspropagasjon. Etter denne referanseavstanden vil tapsfaktor  $n$  bestemme grad av dempning.

Log-distance modellen tar ikke høyde for variasjoner i signaleffekten grunnet shadowing. Av denne grunn er log-normal shadowing modell utviklet. Modellen kan matematisk uttrykkes [30]:

$$PL_{LD}(d)_{dB} = PL_F(d_0) + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (5.23)$$

Hvor shadowingfaktor  $X_\sigma$  som er en Gaussisk random variabel med middelerdi på null og standard deviasjon på  $\sigma$ .

## 6 Bekjempelse av degraderende effekter

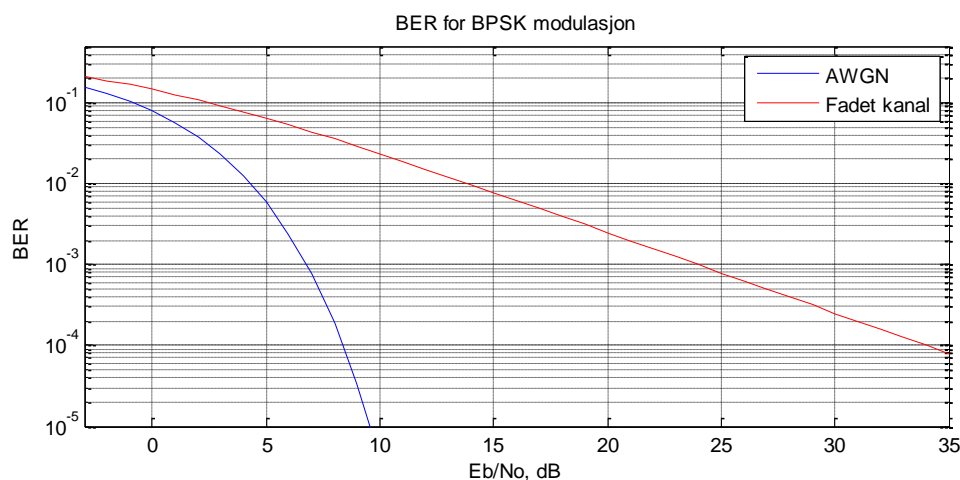
I dette kapitlet vil det bli gitt en generell beskrivelse av hvilke metoder som kan benyttes for å bekjempe de degraderende effektene signalet blir utsatt når signalet går gjennom kanalen. Avslutningsvis vil detaljer rundt teknikker benyttet i IEEE 802.15.4 (2,4GHz) bli beskrevet.

### 6.1 Økning av effekt

I kapittel 4.1 ble Shannonskanalteorem utledet, teoremet viste at dersom det ble antatt AWGN kanal kunne kapasiteten til kanalen økes ved å øke SNR, jmf. formel 4.1. For en fadet kanal derimot kan SNR uttrykkes [10]:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{fad} = \left(\frac{S}{f(s) + f(N)}\right) \quad (6.1)$$

Hvor  $f(s)$  er støybidrag grunnet fading (signal avhengig) mens  $f(N)$  er bidrag grunnet systemstøy (signal uavhengig). Ved lavt signalnivå vil SNR øke når signaleffekten økes, dette siden  $f(s)$  da er neglisjerbar sammenliknet med  $f(N)$ . Ved høyere signalnivå vil  $f(s)$  dominere sammenliknet med  $f(N)$ , noe som gjør at ytterligere økning i signaleffekten vil ha mindre effekt på  $(S/N)_{fad}$ . Dette betyr at det i en fadet kanal ikke er mulig å redusere BER på lik linje som en AWGN kanal ved å øke signaleffekten. Plottet i figur 6.1 viser sammenlikning av ytelsen til BPSK i AWGN og fadet kanal når eksakt fase antas kjent.



Figur 6.1: Ytelse til AWGN og fadet kanal



## 6.2 Diversitet

Signalfluktueringen som oppstår grunnet «small scale fading» kan reduseres ved å implementere diversitetsteknikker. Disse teknikkene oppnår positiv effekt ved å kombinere uavhengige versjoner av det mottatte signalet [14]. Når antall uavhengige versjoner øker vil sannsynligheten for at minst et av de mottatte signalene har effekt over en gitt terskel øke. Det finnes flere former for diversitet, eksempler på noen er rom-, vinkel-, frekvens- og tidsdiversitet.

## 6.3 Kanalutjevning

Som omtalt i kapittel 5.2.1 vil fading påvirke pulsene som blir sendt gjennom kanalen. Noe som kan resultere i en frekvensselektivkanal, som videre fører til at det vil oppleves ISI. Denne forvrengingen gir et «feilgulv», som medfører at det vil oppstå feil i systemet selv uten støy. Det hjelper derfor ikke å øke utsendt effekt for å redusere ISI. En åpenbar måte å håndtere ISI på er å redusere informasjonsbåndbredden, men dette er ofte ikke et alternativ da det ønskes å overføre data på høyest mulig rate. For å håndtere ISI benyttes vanligvis utjevnerne som kompenserer for ISI innført i kanalen [14]. Utjevningen kan utføres ved bruk av Maximum Likelihood Sequens Estimation (MLSE) eller ved bruk av filtre. MLSE regner statistisk ut hvilken sendt sekvens som er mest sannsynlig, mens ved filtrering kompenseres forvrengningen på en slik måte at det mottas et signal med lite ISI.

## 6.4 Koding og retransmisjon

For å forbedre kanalens ytelse er det mulig å innføre koding- og retransmisjonsteknikker. Koding dreier seg om å legge til redundans på dataen som ønskes overført. Det vil si at  $k$  informasjonsbit blir overført med  $n$  kodebit, hvor  $n > k$ . Den tillagte redundansen blir i mottakeren benyttet for å rette opp eventuelle oppståtte feil. Det er vanlig å fremstille ytelsen til koden ved å sammenlikne BER med og uten koding. Gevinsten som oppnås kalles kodegevinst ( $G$ ) og kan beregnes ihht [14]:

$$G = \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{uten\ koding} - \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{med\ koding} \quad (6.2)$$

Gevinsten avhenger av hvilken type kode som benyttes. Det finnes mange forskjellige typer, turbokoder anses som «state of the art» og gir den beste gevinsten [4].

En annen måte å øke kvaliteten på overføringen er ved å innføre retransmisjon, såkalt ARQ algoritme. Feil i overføringen vil da automatisk generere en ny sending. I referanse [8] er det utført en analyse på antall retransmisjoner i et nettverk sett opp mot hvordan dette innvirker på jitter og forsinkelse i kanalen. Sammenlikning av disse to teknikkene vises at koding benytter større kapasitet sammenliknet med ARQ, mens ARQ innfører en større forsinkelse da data må sendes på ny dersom det oppstår feil.

## 6.5 Spredt spektrum

Spredt spektrum teknikker dreier seg om å spre dataen som ønskes overført over en stor båndbredde slik at den spektrale tettheten til signalet blir mye mindre enn den generelle bakgrunnsstøyen [12]. Det finnes generelt to måter som det er mulig og implementer spredt spektrum på; direkte sekvens spredt spektrum (DSSS) og frekvens hopping (FH). Det er kun DSSS som vil bli omtalt i denne rapporten.

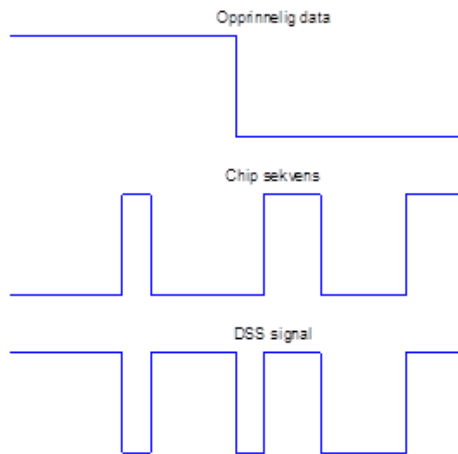
I DSSS velges en bestemt spredekode for hvert symbol som skal overføres på kanalen. Det er vanlig å lage spredekoden som en pseudonoise (PN) sekvens, som veksler mellom -1 og +1 et bestemt antall ganger per bit [14]. Varigheten til spredekoden er  $T_b$  som tilsvarer lengden av ett bit. Den korteste avstanden mellom to transaksjoner i sekvensen kalles chirp [14]. Sekvenslengden tilsvarer antall chirp i koden og betegnes  $K$ , varigheten til en chirp blir:

$$T_c = \frac{T_b}{K} \quad (6.3)$$

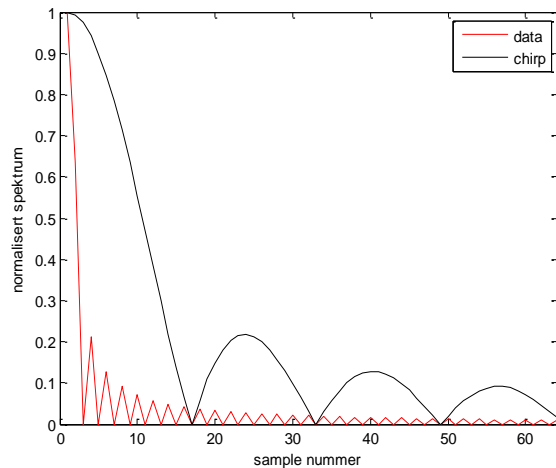
Hvor chirpraten  $R_c$  gis av  $1/T_c$ .

Varigheten til en puls blir redusert med en faktor tilsvarende prosesseringsgevinsten (PG). Det vil si at et symbol som inneholder  $m$  bit og tilordnes en spredekode med  $K$  chipper, vil oppnå en spredning på  $K/m$  chipper per bit. Figur 6.2 viser prinsippskisse over DSSS prosessen.

Figur 6.3 viser forholdet mellom båndbredden til den opprinnelige dataen og det genererte DSSS signalet. Som det vises har båndbredden til systemet øker tilsvarende PG. Dersom deler av frekvensbåndet er utilgjengelig grunnet støy og fading, vil det grunnet denne spredningen kun påvirke en liten del av datastrømmen.

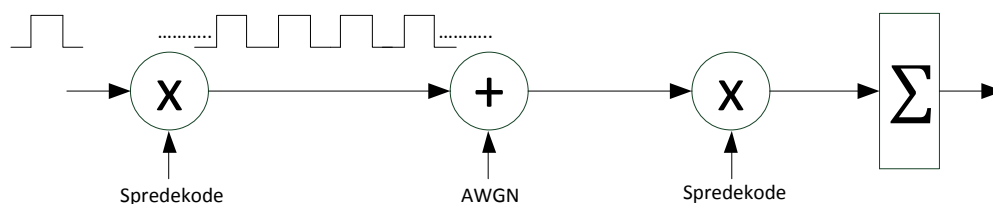


Figur 6.2: Prinsippskisse DSSS



Figur 6.3: Spektrum data vs. chirp

Det finnes to måter å utføre desisjon på når det benyttes flere pulser per bit, det skilles mellom hard og soft desisjon [13]. I hard desisjon utføres det en bitvis deteksjon, som forklart i kapittel 4.3.2. Utgangen er 1 eller -1, og sier ingen ting om hvor pålitelig avgjørelsen er. Den tillagte spredekode benyttes etter bit deteksjon for å desprede dataene. Ved soft desisjon tas endelig beslutning basert på summen av flere beslutninger, sekvensen med høyest korrelasjon dvs. høyest verdi ut av korrelatoren blir valgt. Figur 6.4 viser eksempel på en konvensjonell CDMA mottaker. I dette tilfellet blir den mottatte dataen despredete ved at dataene korreleres med spredekodene. Beslutning blir tatt på bakgrunn av summen fra flere beslutninger, sekvensen med høyest likhet/korrelasjon blir valgt. For en AWGN kanal er det mulig å oppnå en 2dB gevinst ved å benytte soft desisjon fremfor hard desisjon [13].



Figur 6.4: Prinsipp soft desisjon

## 6.6 Teknikker benyttet i IEEE 802.15.4 (2,4GHz)

Som omtalt i kapittel 3 benytter IEEE 802.15.4 (2,4GHz) en type DSSS teknikk hvor 4 bit blir mappet til en 32 bit's kvasi-ortogonal chipsekvens, jmf tabell 3.2. PG til systemet blir:

$$PG = \frac{L}{m} = \frac{32}{4} = 8chip/bit \quad (6.4)$$

Bitraten på kanalen er definert til å være 250kbit/s og chipraten blir følgelig 2Mchip/s. Båndbredden til systemet har økt tilsvarende PG, noe som fører til at systemet blir mer robust mot fading og interferens siden det utsendte signalet er spred over et større frekvensområde.

Standarden kan implementeres med soft eller hard desisjon. Dersom standarden implementeres med hard desisjon, utføres først en hard bit deteksjon hvor det besluttes om det er mest sannsynlig om mottatt data er 1 eller -1. Etter den harde bit deteksjon, benyttes den tillagte spredesekvensen for å desprede dataene. Spredesekvensen kan da sees på som en (4,32) blokk-kode som retter eventuelle feil som er oppstått i bit deteksjonen. På denne måten forsøkes det å gjenskape bit energien som ble spred utover flere bit. Dersom standarden implementeres med soft desisjon, benyttes en korrelasjonsmottaker. Den mottatte sekvens blir da korrelert med de 16 definerte chipsekvenser, og den med høyest korrelasjon/likhet blir valgt. Det vil si at desisjonsvariablene summeres opp før endelig beslutning blir tatt. Det er mulig å gjøre det på denne måten siden det er 16 forskjellige chipsekvenser. Hadde det vært en ordinær kode med en større mengde mulige sekvenser ville kompleksiteten ved og utført det på denne måten vært alt for stor.

Standarden er designet for å kunne lage billige noder med lavt strømforbruket, slik at levetiden til noden blir så lang som mulig. Av denne grunn er ikke teknikker som koding og kanalutjevning implementert. Dersom en kanalutjevner skulle blitt benyttet måtte en avansert mottaker blitt benyttet, eksempelvis RAKE-mottaker. Dette ville økt kostnaden og kompleksiteten som igjen ville redusert levetiden til noden som ville gjort at standarden ville egnet seg dårlig for TSN [35].

## 7 Scenario: TSN i Industrielt område

Det vil i dette kapittelet startes med å beskrive hva tidligere målinger og analyser sier om hvilke kanalforhold som kan forventes i industrielle områder. Deretter vil detaljer rundt oppgavens scenario som skal danne utgangspunkt for den videre implementeringen og uttestingen bli beskrevet.

### 7.1 Publiserte målinger og analyser

Det er i forbindelse med dette delkapittelet utført et litteratursøk for å forsøke å finne publiserte målinger og analyser som tar for seg industrielle områder. Inntrykket er at det er publisert mye om innendørs- og utendørskanalforhold, men når det kommer til kanalforhold som er direkte relatert til industrielle områder (2.4GHz) er tilgjengelig litteratur mer begrenset. Det vil her gis en oppsummering av publiserte resultater og analyser som anses relevant for å definere oppgavens scenario.

S.Kjesbu og T.Brunsvik presenterer i artikkel [33] resultat fra måling utført i tre forskjellige industriområder. Hensikten med målingene var å forsøke å avdekke hvordan mottatt signaleffekt avtar og i hvilken grad fading preget disse områdene. Det viste seg at mottatt signaleffekt var sammenliknbart for alle områder. Generelt ble det målt at mottatt signaleffekt var 60-80 dB lavere enn utgangseffekten når separasjonen mellom sender og mottaker var 5-100 meter. Målinger påviste at det var mye multipath fading, det ble påvist «dipper» i signalet på ca. 20 dB. Fadingen viste seg å kunne tilnærmes Rayleigh fordeling selv i et LOS miljø.

D.Sexton, M.Mahony og M.Lapinski presenterer i artikkel [5] resultat av målinger utført i industriområder for å analysere hvordan IEEE 802.15.4 (2,4 GHz) egner seg i slike områder. Målinger av 2.4 GHz båndet (2,405-2,480 GHz), viste at spekteret var preget av både frekvensselektiv og flat fading. Det samme kommer frem i målinger utført i [34], hvor det konkluderes med at riktig valg av frekvensområde har stor påvirkning for ytelsen til kommunikasjonssystemet. Artikkel [5] refererer videre til tidligere målinger utført i industrielle områder, hvor pulsspredningen grunnet multipath ble målt til å være 10 til 200ns. For IEEE 802.15.4 (2,4 GHz) system med en chiprate på 2Mc/s vil pulsspredning på over 100ns kunne føre til ISI i systemet. Av denne grunn antar artikkelen at kanalen vil kunne

degraderes grunnet ISI. Målingene viser at fading karakteristikken varierer mye fra lokasjon til lokasjon.

B.A.Sadjadi, D.Sexton, P.Liu og M.Mahony presenterer i artikkel [35] målinger utført for å undersøke hvilken effekt interferens har på ytelsen til IEEE 802.15.4. Artikkelen refererer til tidligere målinger utført i industrielle områder, hvor resultatene viste at Rayleigh fading kanal er en god tilnærming til de faktiske forhold. Av denne grunn ble det benyttet en Rayleigh fading kanal med forskjellige pulsspredning for å simulere industriområder. Simuleringene viste at ved pulsspredning på 250ns ble det dannet et «gulv» med bitfeilrate på ca.  $10^{-2}$ , selv om  $E_b/N_o$  økte, forbedret ikke ytelsen seg. For å teste påliteligheten mot interferens ble IEEE 802.11, Bluetooth og mikrobølgeovn benyttet som interferenskilder. Felles for disse kildene er at alle benytter samme frekvensområdet som IEEE 802.15.4 (2,4 GHz). Målingene viste at systemets ytelse ble tydelig degradert under påvirkning av disse interferenskildene. I artikkel [40] beskrives det at denne typen elektromagnetisk interferens (EMI) som oppstår fra annet utstyr er den største utfordringen når trådløs løsninger skal monteres i industrielle områder.

V.C.Gungor, B.Lu og G.P.Hancke beskriver i [21] muligheter og utfordringer med TSN i Smart Grid. Artikkelen beskriver kanalmålinger utført i tre forskjellige «tøffe» miljøer for å karakterisere strekningsdempning og bakgrunnsstøy. Testene ble utført med en IEEE 802.15.4 kompatibel trådløs sensornode i 2.4GHz område. Målinger ble utført for både NLOS og LOS forhold. Det beskrives at tidligere utførte målinger har vist at log-normal shadowing modellen gir en nøyaktig modell for strekningsdempning i områder med mye hindringer. Tapsfaktoren  $n$  og deviasjonen til shadowingen  $\sigma$  ble målt for de forskjellige områdene. I et «Main Power Room» med LOS forhold ble tapsfaktor målt til 1.64 og shadowing målt til 3.29, til sammenlikning ble tapsfaktoren i samme område men med NLOS forhold målt til 2.38 med shadowing på 2.25. Gjennomsnittlig støynivå for områdene ble målt til å være 90dBm, som er betydelig høyere enn for utendørsmiljø. Målingene viste at støynivået endret seg mye over tid, dette grunnet temperatursvingninger og interferens. Som for målingene utført i [35] ble det også i disse målingene utført forsøk med mikrobølgeovn som interferenskilde. Det viste seg at dette førte til 15dBm interferens i frekvensbåndet. Videre ble effekten av DSSS som standarden definerer utprøvd. Forsøket viste at DSSS reduserte noe, men ikke nok. Det ble også påvist interferens fra 802.11b, det ble observert at det kun var kanal 26 som ikke ble påvirket av denne interferensen. Dersom det er mye annet utstyr i industriområdet som benytter 802.11.b vil ytelsen øke dersom kanal 26 benyttes.

## 7.2 Definerings oppgavens scenario

De fleste målinger som er gjennomgått i forbindelse med denne oppgaven er enige om at Rayleigh fading er en god tilnærming til hva som kan forventes i et industrielt område. Dette begrunnes med den store mengden reflekterende materiell som er plassert i slike områder, og med det at industrielle områder vanligvis er «lukket» områder. De fleste målingene er også enige i at interferens og pulsspredning er to av de viktigste faktorene som vil kunne redusere ytelsen til systemet. Mengden interferens og pulsspredning virket å variere fra område til område. Målingene var også enige i at log-normal shadowing strekningsdempningsmodell er en god modell for å beskrive hvordan signalet blir dempet i et industrielt område. Dempingsfaktor og shadowing faktor viste seg å variere mye fra område til område.

Målingene sa lite om forventet Doppler og korrelasjon. Årsaken for at det er fokusert lite på å beskrive dette antas å være at det skal en urealistisk høy Doppler til for å gjøre at standarden går fra å oppleve sakte til å oppleve hurtig fading, det vil si at  $T_s > T_c$ . Det generelle inntrykket var at de fleste målingene og analysene antok Jakes dopplerspektrum, dette basert på at retningen signalet ankom fra ble antatt uniform fordelt.

Basert på de gjennomgåtte publiserte målingene og analysene konkluderes det med at det virker vanskelig å generalisere kanalegenskapene i et industrielt område. Det virker som om hvert område kan ha sine egne problemer med tanke på pulsspredning, interferens og signaldempning. Siden det konkluderes med at det er vanskelig å generalisere kanalforholdene i et industrielt område vil det i denne oppgaven bli simulert et utvalg forskjellige kanalmiljø som totalt sett er representativt for et industrielt område. Deretter vil det konkluderes med hvilken ytelse IEEE 802.15.4 har for de forskjellige kanalene.

### Generelt for implementeringen

Det fysiske laget skal implementeres ihht IEEE 802.15.4 (2,4GHz), ref. kapittel 3.2. Modellen skal forsøkes implementert både ved bruk av soft og hard desisjon slik at eventuell forskjell i ytelse kan belyses. Kanal 26 skal benyttes for på den måten unngå mest mulig interferens fra andre systemer som opererer i 2,4 GHz område. Det antas i dette scenarioet at systemets DSSS gjør slik at systemets ytelse ikke redusert grunnet interferens. Det antas bruk av en billig og enkel mottaker som ikke har ytterligere teknikker integrert for å bekjempe degraderende effekter. Det vil si at dersom det oppstår ISI vil systemets ytelse bli degradert. Det skal

benyttes en billig ikke lineær forsterker for å øke effektivitetsgraden. Det skal benyttes modulasjon med konstant envelope for å forhindre « spektral re-growth» under den u-lineær forsterkning. Signaleffekten må være på -85 dBm for at mottakeren garantert skal kunne motta signalet.

## Kanalmodeller

Det skal startes med å måle ytelsen for IEEE 802.15.4 når den kun utsettes for AWGN kanalmodell. Dette skal utføres for å kontrollere at implementeringen er ihht spesifikasjonen, og for å kunne måle ytelsesforskjellen mellom implementering med soft og hard desisjon.

De fleste utførte målinger viste at Rayleigh fading er en god tilnærming til det som kan forventes i industrielle områder. Ytelsen skal derfor måles når det antas at fadingen har korrelerte og ikke korrelerte sampler. Det skal benyttes Jakes dopplerspektrum for å oppnå korrelasjon mellom samplene. Signalbåndbredden er 2 MHz som tilsvarer en periodetid på  $0.5\mu\text{s}$ . Det vil si at dersom systemet får en pulsspredning på større enn  $100\text{nS}$  vil systemet kunne oppleve frekvensselektiv fading. I de første simuleringene som skal utføres skal det antas at det opereres med flat kanal. For at systemet skal kunne oppleve hurtig fading må koherenstiden være større enn symboltiden. Med systemets definerte innstillinger vil derfor dette systemet i alle praktiske tilfeller kun kunne oppleve sakte fading. For å se hvilken effekt rask fading har på systemets ytelse, skal  $B_s$  endres slik at faderaten blir i størrelsesorden 0,1.

Tabell 7.1 oppsummerer parameterne som skal benyttes for å simulere saktevarierende flat fading.

Tabell 7.1: Parameter til simulering av saktevarierende flat fading

<b><math>F_c=2.4\text{GHz}</math>, Signalbåndbredde <math>[B_s] = 2\text{ MHz}</math>, Symbolperiode <math>[T_s] = 0.5\mu\text{s}</math></b>				
<b>Hastighet [v]</b>	<b>Max Doppler spredning <math>[f_m]</math></b>	<b>Koherenstid <math>[T_c]</math></b>	<b>Koherensbåndbredde <math>[B_c]</math></b>	<b>Faderate <math>[T_s * f_m]</math></b>
<b>10km/t</b>	11.1Hz	16.1mS	666kHz	$4.44*10^{-5}$
<b>40km/t</b>	66.6Hz	2.7mS	666kHz	$2.67*10^{-4}$
<b>80km/t</b>	155Hz	1.2mS	666kHz	$6.22*10^{-4}$



Noen av målingene ga uttrykk for at det var en dominerende LOS komponent i systemet. Av denne grunn skal det utføres simuleringer for å analysere hvilken effekt tilstedeværelse av en dominerende direktekomponent har på systemets ytelse. For å belyse effekten best mulig skal denne testen utføres når det antas at fasen ikke er kjent. Målingene viste også at det i et industrielt område er rimelig å forvente at det kan forekomme multipath i størrelsesorden 100nS noe som for dette systemet vil resultere i ISI. Av denne grunn skal det utføres simulering for å se hvilken effekt frekvensselektiv fading har på ytelsen til systemet.

Som strekningsdempningsmodell skal det benyttes «log-normal shadow» modell. Avstanden mellom sensornoden antas å være 50 meter med en referanseavstand  $d_0$  på 1 meter. Det skal utføres tester med ulike tapsfaktorer og shadowingfaktorer, for å se hvordan dette endrer signaldempningen. Tabell 7.2 oppsummerer testene som skal utføres for å analysere ytelsen til IEEE 802.15.4, totalt sett anses disse modellene å være representative for et industrielt område.

Tabell 7.2: Oversikt simuleringer

	Kanal modell	Merknader
<b>Simulering#1</b>	Ingen	Verifisering av at implementering er utført ihht IEEE 802.15.4
<b>Simulering#2</b>	AWGN	Utføre simulering for både for soft og hard desisjon.
<b>Simulering#3</b>	Ukorrelert Rayleigh fading	Anta at fasen er kjent i mottakeren, utføre simulering både for soft og hard desisjon.
<b>Simulering#4</b>	Korrelert Rayleigh fading, Jakes dopplerspektrum	Identifisere hvilken effekt relativ bevegelse mellom sender og mottaker har på systemets ytelse. Teste med rask og sakte varierende fading.
<b>Simulering#5</b>	Frekvensselektiv i Rayleigh kanal	Identifisere hvilken effekt frekvensselektivitet har på systemets ytelse
<b>Simulering#6</b>	Rice fading	Simulere for K verdi: -30dB, -15dB, 0dB og 15dB. Anta at fasen ikke er kjent, kun soft desisjon
<b>Simulering#7</b>	Log-normal Shadowing	Se hvor hvordan teoretisk strekningsdempning er, og hvor stor avstand som skal til for å komme under gitt terskel.

## 8 Implementering

I dette kapitlet beskrives fremgangsmåten benyttet for å implementere simuleringsmodell for oppgavens scenario i MATLAB<sup>®</sup>. Implementeringen av de forskjellige elementene i modellen bygger i all hovedsak på standard prinsipper med visse tilpasninger.

### 8.1 Simulering i MATLAB<sup>®</sup>

MATLAB<sup>®</sup> er et høynivå dataprogram som er godt egnet til beregninger og visualisering. Programmet har stor utbredelse både i industri og akademisk, og brukes ofte i kombinasjon med andre programmer. I denne oppgaven er MATLAB<sup>®</sup> versjon 7.10.0 (R2010a) med Communication Toolbox installert benyttet for å utføre simuleringene.

I referanse [29], [30], [32] og [37] beskrives flere eksempler hvor det er utført simulering av gitte kommunikasjonssystem i MATLAB<sup>®</sup>. Figur 8.1 viser det overordnede skallet som er valgt å benytte for å utføre simuleringene.

```
ebno_dB=[-3:10];  
  
for ii =1:length(ebno_dB)  
  
    iter=0  
  
    while(antall_feil(temp) < 20 && iter < iter_max )  
  
        Sendernode  
  
        Kanal  
        ..10^(- ebno_dB(ii)/20)..  
  
        Sinknode  
  
        antall_feil(temp)=antall_feil(temp)+  
            size(find(sendt-mottatt),2)  
  
        iter=iter+1  
  
    end;  
  
    BER(temp)= antall_feil(temp)/  
        (length(data_despread_bin)*iter);  
  
    temp=temp+1;  
  
end;
```

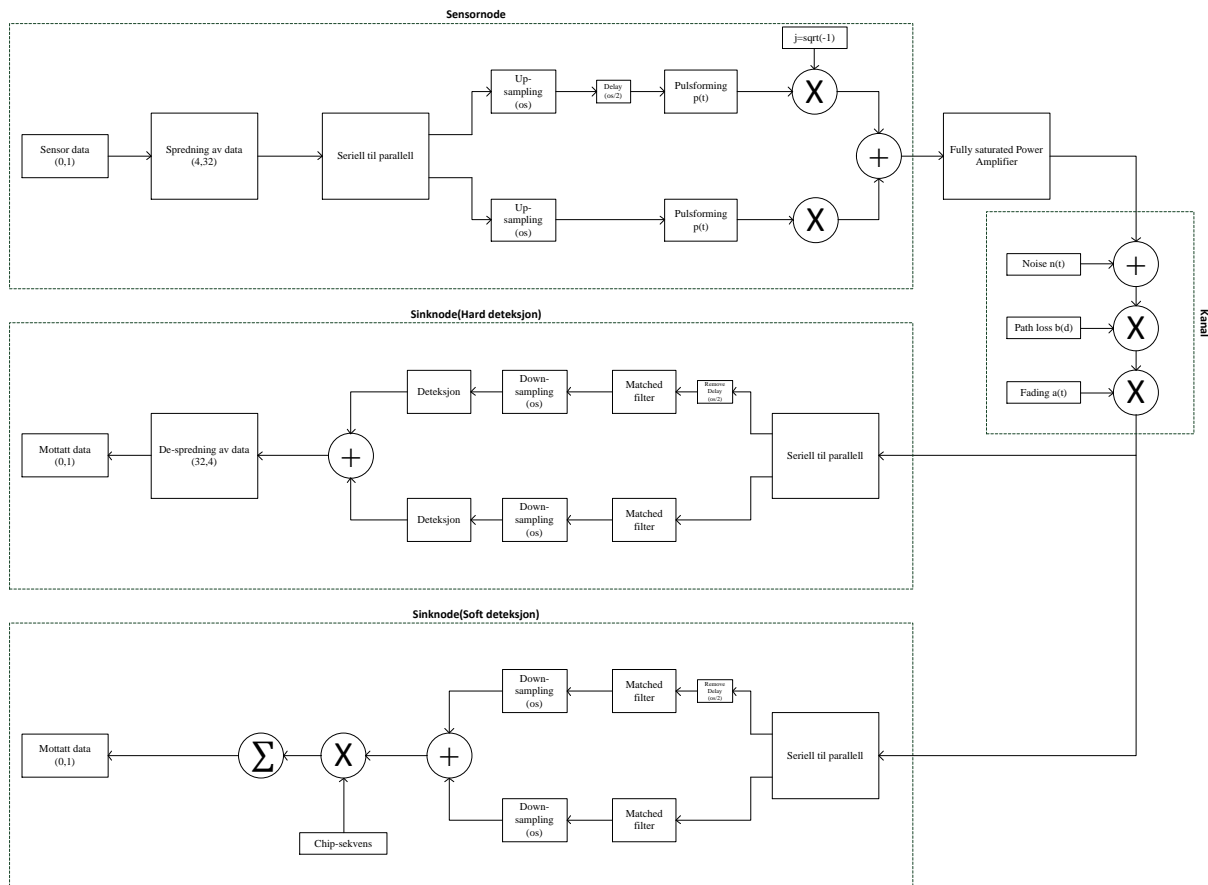
Figur 8.1: Skall for simulering

Før selve testingen kan starte må sendernode og sinknode implementeres ihht valgt standard. Etter at dette er utført velges  $E_b/N_0[dB]$  forhold som det ønskes å måle systemets ytelse for. For å måle ytelse for flere  $E_b/N_0[dB]$  er det hensiktsmessig å sette opp en «for» løkke slik at systemet i en simulering tester ytelse for de valgte forholdene. Det er vanlig at den random dataen som benyttes for å teste ytelsen genereres inne i «for» løkken, for på den måten kunne

generere nye data for hvert  $E_b/N_0$  forhold. I de fleste eksempler som presenteres i [29] og [30] benyttes MATLAB<sup>®</sup> funksjonen «randn» for å generere dataene. Inne i «for» løkken kan det også legges til en «while» løkke, slik at simuleringen på hvert  $E_b/N_0$  forhold kjøres et gitt antall ganger eller inntil det oppnås et gitt antall feil. Ved å utføre det på denne måten sørges det for at det utføres tilstrekkelig med simuleringer slik at konfidensen til de oppnådde resultatene øker. Når simulatoren er kjørt for hvert  $E_b/N_0$  forhold vil resultatene samles i en matrise som inneholder antall feil som ble funnet for det gitte  $E_b/N_0$ . Det er vanlig å dele antall feil på antall bit i simuleringen slik at BER finnes. For å fremstille resultatene er det vanlig å plote simulert og teoretisk BER vs.  $E_b/N_0[dB]$  i samme plott.

## 8.2 Implementering av oppgavens scenario

Blokkdiagrammet i figur 8.2 viser hvordan det er valgt å bygge opp implementeringsmodellen for scenarioet. Sinknoden implementeres med både hard og soft desisjon. Videre i dette delkapittelet vil detaljer rundt implementeringen av hver blokk beskrives.



Figur 8.2: Modell av oppgavens scenario

## 8.2.1 Sensornode

Sensornoden skal implementeres med modulasjonsformater O-QPSK med half-sine pulsforming. Dataen skal spres ved bruk av kvasi-ortogonal chipsekvens som er definert i tabell 3.2. Videre følger en beskrivelse på hvordan det er valgt å utføre implementering for å generere det kompleks utgangssignalet:  $x = I\_p\_t + (j * Q\_p\_t)$ .

### Spredning av data

Kilde dataen skal spres ved at et symbol på 4 bit mappes til en chipsekvens på 32 bit. Det er valgt å løse dette ved å benytte funksjonen *randsrc* (*antall\_data\_sy*, 1, [0: 15]) for først å generere et gitt antall randome datasymbol i desimal mellom 0 og 15. Deretter mappes den korrekt 32 bit chipen til det korrekte datasymbolet. Mappingen utføres ihht figur 8.3.

```
for k = 1:length(data_symbol_desimal)

    chip_verdi = data_symbol_desimal(k);

    tx = [tx chip((chip_verdi+1),1:end)];

end;
```

Figur 8.3: Spredning av data

Dataen blir med dette spred på en slik måte at et bit nå blir representert av 8 bit. Av denne grunn må effekten på det utsendte signalet reduseres tilsvarende, slik at:  $data = tx/\sqrt{8}$ .

Før dataen sendes videre blir den konvertert til parallell data med to kanaler: I og Q. Dette implementeres ved å mappe annethvert bit til I og Q, slik at I og Q uttrykkes ved:  $Q\_data = data(1:2:end)$  og  $I\_data = data(2:2:end)$ .

### Oppsampling

Oppsamplingen utføres ved å sette inn 0'er mellom samplene basert på oversamlingsfaktoren *os*. Det er valgt å implementere dette ved å benytte den innebygde funksjonen *upsample*(). Dette utføres parallelt for både I og Q, slik at oversamplet  $Q\_data$  kan uttrykkes ved:  $Q\_data\_os = upsample(Q\_data, os)$ .

Før dataen sendes videre må enten  $Q\_data\_os$  eller  $I\_data\_os$  forsinkes, slik det blir en relativ forskyvning på  $T/2$  mellom dem. Det er valgt å implementere denne forskyvningen ved

å legge til nuller tilsvarende  $os/2$  på  $Q\_data\_os$ . Slik at  $Q\_data$  nå kan uttrykkes:  $Q\_data\_os\_T = [zeros(1, os/2) \ Q\_data\_os]$ . Begrunnelsen for denne forskyvningen gis i kapittel 4.4.

## Pulsforming

I standarden spesifiseres det at det skal benyttes et half-sine pulsformingsfilter. Filteret gis av formel 4.11 og har en respons som vist i figur 11. For å lage filteret genereres først en tidsvektor som går fra  $t\_f = ((1/os)/2):1/os:1$ , ved å forenkle formel 4.11 kan filteret uttrykkes ved:  $p = \sin(\pi * t\_f)$ . Før filteret kan implementeres må det normaliseres slik at det ikke innfører energi til signalet. Den normaliserte responsen kan uttrykkes:  $respons = p./sqr(sum(p.^2))$

For å implementere filteret benyttes konvolusjon, matematisk kan dette fremstilles:

$$y(t) = \sum_{k=0}^N b_k \cdot x(t - k) \quad (8.1)$$

Hvor  $b_k$  er filterkoeffisientene og  $N$  er filterets orden.

Det er mulig å implementere dette filteret ved bruk av MATLAB<sup>®</sup> funksjonene `conv()` og `filter()`. Det er i denne implementeringen valgt å benytte `conv()`. Filterresponsen konvolveres med  $Q\_data\_os\_T$  og  $I\_data\_os\_T$ , slik at utgangen på Q kanalen kan uttrykkes:  $Q\_p\_t = conv(Q\_data\_os\_T, respons)$ .

## Modulasjon

Som forklart i kapittel 4.2 er det ønskelig å benytte ortogonale basisfunksjoner for å mappe dataene. Dette løses i implementeringen ved at dataen etter at de er ferdig filtrert mappes ihht:  $x = I\_p\_t + (j * Q\_p\_t)$ . Dette er ekvivalent med å multiplisere I og Q data med henholdsvis `sin()` og `cos()`, men dette velges ikke da dette ville gjort implementeringen mer kompleks. Den utsendte dataen vil nå være fordelt som vist på plott i figur 4.13.

## 8.2.2 Sinknode

Signalet som sinknoden mottar  $x_n$  er degradert som en følge av blant annet støy, fading og interferens. Videre følger en beskrivelse på hvordan det er valgt å utføre implementering både med soft og hard desisjon for å gjenskape de binære sensordataene som ble sendt.

### Matched Filter

Før dataen sendes inn til Matched Filter blir dataen konvertert fra seriell til parallell data med to kanaler: I og Q. Det implementeres ved å definere den imaginære delen av det komplekse signalet som  $Q\_data$  og den reale delen av signalet som  $I\_data$ . Parallelt med dette fjernes den relative forsinkelsen mellom I og Q. For Q kan dette etter at korrekt data er skilt ut og forsinkelsen fjernet uttrykkes:  $Q\_data = \text{imag}(x_n((os/2) + 1:end))$ .

I kapittel 4.3.1 beskrives teorien bak matched filter. Et filter med impulsrespons  $h(t) = p(T - t)$  kalles matched filter til  $p(t)$ . Det vil si at siden pulsformingsfilteret som benyttes er et half-sine filter, er også det matchede filteret som maksimaliserer SNR et half-sine. For å implementere dette filteret konvolveres filterresponsen til senderfilteret med den mottatte dataen iht formel 8.1. For Q kanalen blir utgangen av matched filter uttrykkes:  $y\_ma\_Q = \text{conv}(Q\_data\_mottatt, \text{respons})$ . Figur 4.6 viser hvilken effekt bruken av filteret har på utgangssignalet.

### Resampling

Videre må utgangssignalet ut fra filteret samples ved T og nedsamples for både I og Q kanalen før det detekteres. Dette er valgt å implementeres dette ved å velge ut de korrekte bit'ene. For Q kanalen uttrykkes dette i implementeringen:  $y\_s\_Q = y\_ma\_Q(os:os:(N/2) * os)$ .

### Hard desisjon med dekoding

Ved hard desisjon skal utgangen fra Matched Filteret analyseres for hver enkel puls. For Q-kanalen uttrykkes deteksjonen i implementeringen ved: *if*  $y\_s\_Q(i) \geq 0$  så settes mottatt data til 1 *else* settes mottatt data til -1. Etter at både I og Q data er detektert gjenskapes den serielle dataen ved å benytte funksjonen *reshape()*.

32 bit i den hard detekterte dataen representerer et 4 bits datasymbol. Figur 8.4 viser flytdiagram for hvordan despredningen for å finne det korrekte datasymbolet blir utført.

```

while(ss+chiplengde < length(data1))
    for h=1:16
        resultat(h,1:end)=xor(data1(ss:ss+(chiplengde-1)),chip(h,1:end));
    end;
    for hh=1:16
        r(hh)=sum(resultat(hh,1:end));
    end;
end;

```

Figur 8.4: Despredning av data

For å dekode startes det med å dele opp den mottatte dataen opp i 32 bit. Deretter blir de aktuelle 32 bit'ene sammenliknet med de 16 chipsekvensene definert i tabell 3.2. Resultatene av sammenlikningen samles i matrisen resultat. For å finne ut hvem som likner mest summeres resultatene, og den med lavest  $r$  velges.

## Soft desisjon

I soft desisjon blir avgjørelsen tatt på bakgrunn av summen av desisjonsvariabelen. Figur 8.5 viser hvordan det er valgt å implementere soft desisjon.

```

while(ss+chiplengde < length(data1))
    for h=1:16
        resultat(h,1:end)=(data_rekonstruert(ss:ss+(chiplengde-1)).*chip(h,1:end));
    end;
    for hh=1:16
        r(hh)=sum(resultat(hh,1:end));
    end;
end;

```

Figur 8.5: Soft desisjon

Det startes med å dele den mottatte dataen opp i 32 bit. Deretter blir de aktuelle 32 bit'ene korrelert med de 16 chipsekvensene definert i tabell 3.2. Resultatene av sammenlikningen samles i matrisen resultat. For å finne ut hvem som likner mest summeres resultatene, og den med høyest korrelasjon  $r$  velges.

### 8.2.3 Kanal

Signalet som sendes ut fra sensor noden kan uttrykkes  $x(t)$ . Signalet som mottas i sinknoden uttrykkes  $x_n(t)$ . Differansen mellom  $x(t)$  og  $x_n(t)$  skyldes de effektene signalet blir utsatt for når det blir sendt over kanalen. Videre følger en beskrivelse av implementering av definerte kanaler i MATLAB® for å generere simulering av signalet  $x_n$ .

#### Støy kanal

$n(t)$  er en samplet AWGN prosess med pdf som definert i formel 5.10. For å generere AWGN genereres to gaussisk tilfeldige variabler med middelvei 0 og varians 1. Siden det i simulatoren skal simuleres ved å endre støyeffekten må det endres fra støy til effekt. Slik støysignalet i MATLAB® kan uttrykkes ved  $noise = 1/\text{sqrt}(2) * [\text{randn}(1, \text{length}(x)) + j * \text{randn}(1, \text{length}(x))]$ . Siden  $x(t)$  er kompleks må det genereres kompleks støy.

#### Fading og multipath kanal

##### Rayleigh og Rice fading med ukorrelerte sampler

For å generere Rayleigh fadingkanal uten korrelerte sampler implementeres formel 5.11. For å lage  $r$  genereres to Gaussisk tilfeldige variabler med null som middelvei. For å utføre dette benyttes MATLAB® funksjonen «randn». Rayleigh random variabel  $r$  med PDF gitt iht formel 5.14 kan representeres ved  $r = \sigma * \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}$ . Til sammenlikning med AWGN som er additiv er Rayleigh fading multiplikativ. For å implementere denne effekten inn i modellen må det multipliseres absolutt verdien til Rayleigh fordelingen.

Rice fadingkanal baserer seg på Rayleigh. Rician faktor  $K$  defineres iht formel 5.17. Rician faktor  $K$  benyttes for å veie bidraget fra indirekte og direkte baner, i MATLAB® kan dette implementeres:

$$Rice = \text{sqrt}\left(\frac{1}{K+1}\right) * Rayleigh + \text{sqrt}\left(\frac{K}{K+1}\right) * Rayleigh \quad (8.2)$$

Dersom det ikke eksisterer noen direkte bane vil  $K$  være null og Rice kanal vil konverteres til en Rayleigh kanal.



### Rayleigh fading med korrelerte sampler (Dopplerspredning)

Implementering av Clark og Jakes modell baserer seg på eksempler gitt i [30] og [37].

#### *Clarks modell*

For å generere Rayleigh fading ved bruk av Clarks modell følges blokkdiagrammet i figur 5.8. To komplekse gaussiske støysignal genereres ved bruk ved bruk av MATLAB<sup>®</sup> funksjonen «randn». For å oppnå korrelerte sampler utføres det filtrering, dopplerfilteret som benyttes er hentet fra [37]. Filteret som benyttes er et Jakes spektrum definert av formel 5.6. Deretter settes signalene sammen slik at det normaliserte Rayleigh fadete utgangssignalet blir:  $h1 = \text{sqrt}(data) * h ./ \text{sqrt}(\text{sum}(\text{sqrtps}d.^2)/(data/2))$ . Modellen er laget slik at hastighet  $v$  er inngangsparameter, og defineres ihht tabell 7.1.

#### *Jakes modell*

For å generere Rayleigh fading ved bruk av Jakes modell implementeres formel 5.20. Antall baner  $N_0$  må være stor nok for å oppnå Rayleigh. I denne implementeringen benyttes 8 baner. Modellen er laget som en funksjon med inngangsverdier hastighet og antall datasymboler. Funksjonen returnerer et en normalisert Rayleigh fadet kanal med lengde  $N$  og faderate  $f_m * T_s$ . Implementeringsprinsippet er hentet fra [30].

### Multipath (Pulsspredning)

En multipath fading kanal kan modelleres som et FIR filter med impulsrespons gitt av formel 5.1. For å implementere multipath konvolveres definerte PDP med enten AWGN eller Rayleigh fadet kanal, slik at det multipath fadete signalet kan uttrykkes:  $x_n = \text{conv}(x_u, PDP)$ .

### **Strekningsdempningsmodell**

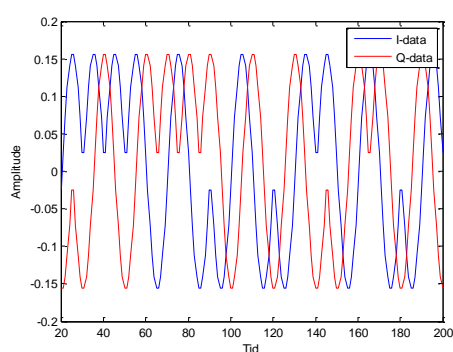
Implementering av log-normal shadowing baserer seg på formel 5.23. Tilsvarende simulering er beskrevet i [30]. Funksjonen er laget slik at den genererer flere baner ved hver simulering.

## 9 Presentasjon av resultater

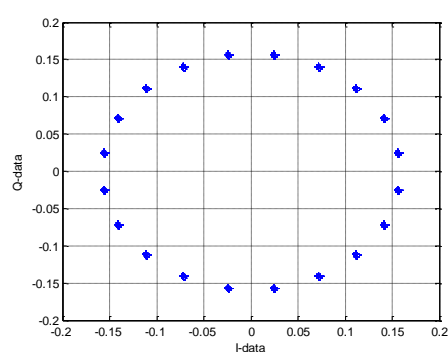
I dette kapittelet fremlegges resultater av utførte simuleringer definert i tabell 7.1.

### Simulering #1: Verifisering av implementering

For å verifisere at implementeringen er ihht IEEE 802.15.4 (2,4GHz) standarden, startes det med å sammenlikne I og Q data for å verifisere den relative forskyvningen på  $T_c$ .

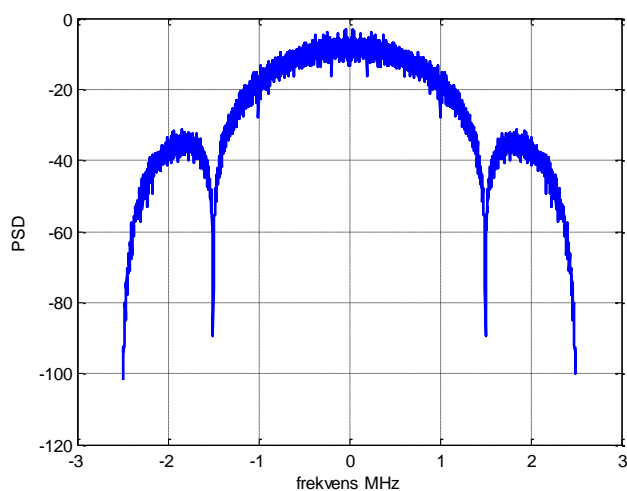


Figur 9.1: Forskyvning I og Q-data



Figur 9.2: Signalkonstellasjon IEEE 802.15.4

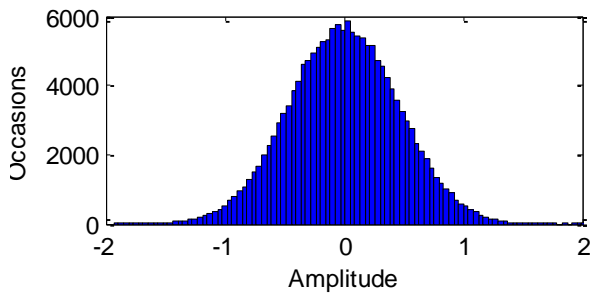
Som figur 9.1 viser er den relative forskyvningen oppnådd. Figur 9.2 viser at det ved å kombinere O-QPSK med half-sine pulsformingsfilter er det oppnådd en modulasjon som har konstant amplitude. Figur 9.3 vises at den konstante amplituden som gir høy power effektivitet, har kommet på bekostning av spektral effektiviteten til systemet.



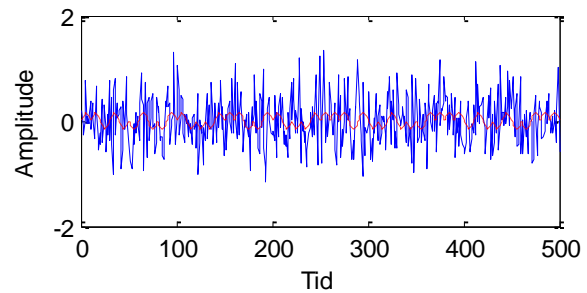
Figur 9.3: Spektrum IEEE 802.15.4

## Simulering#2: Ytelse soft og hard desisjon for AWGN kanal

Det utføres simulering med soft og hard desisjon samt en simulering av O-QPSK uten spredning/despredning. Når det modulerte signalet påtrykkes AWGN får amplituden en fordeling som vist i figur 9.4. Figur 9.5 gir en fremstilling av forholdet mellom modulert og utsendt signal.

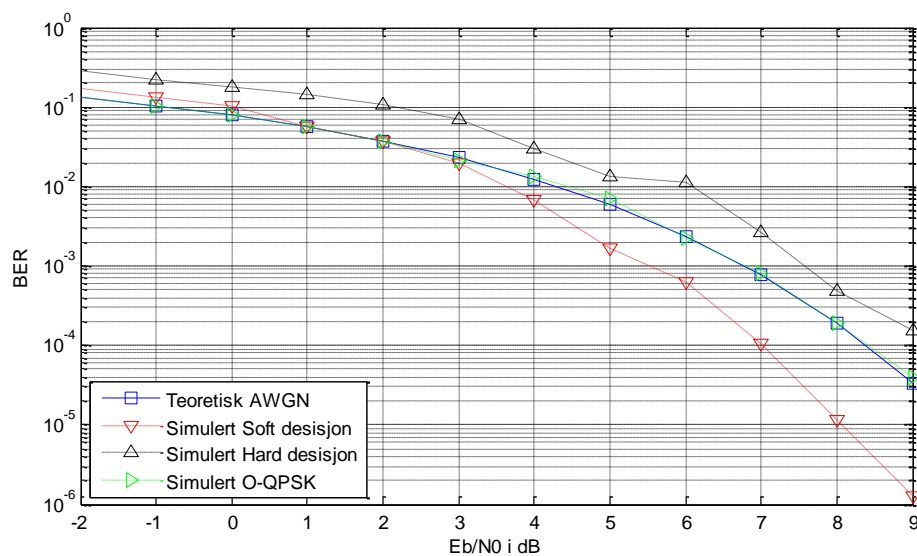


Figur 9.4: Fordeling AWGN (real-del)



Figur 9.5: Tidsdomene signal(real-del)

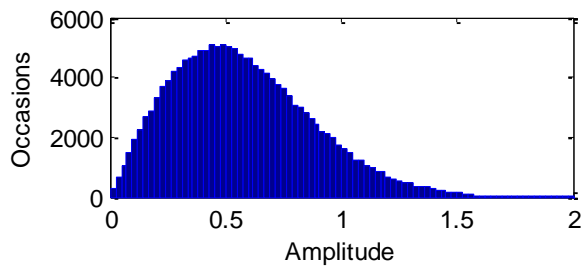
Resultatet av simuleringen vises i figur 9.6. Som plottet viser, oppnås det en ytelsesgevinst på ca. 2dB ved bruk av soft desisjon sammenliknet med hard desisjon. For soft desisjon gjør den tillagte koden slik at det oppnås en bedre ytelse enn for teoretisk AWGN. Det vises også at hard desisjon ikke klarte å gjenskape all energi som ble fordelt på de 8 bit'ene, slik at den generelle ytelsen blir dårligere enn for O-QPSK uten spredning/despredning.



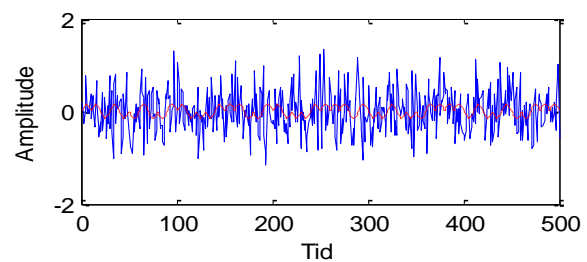
Figur 9.6: Ytelse IEEE 802.15.4 AWGN kanal

### Simulering#3: Ytelse soft og hard desisjon for ukorrelet Rayleigh kanal

Det utføres simulering med soft og hard desisjon. For å kunne sammenlikne oppnådd ytelsen med den teoretiske ytelsen for Rayleigh, antas det for denne simuleringen at eksakt fase er kjent. Når det modulerte signalet påtrykkes Rayleigh fading får amplituden en fordeling som vist i figur 9.7. Figur 9.8 gir en fremstilling av forholdet mellom modulert og utsendt signal.

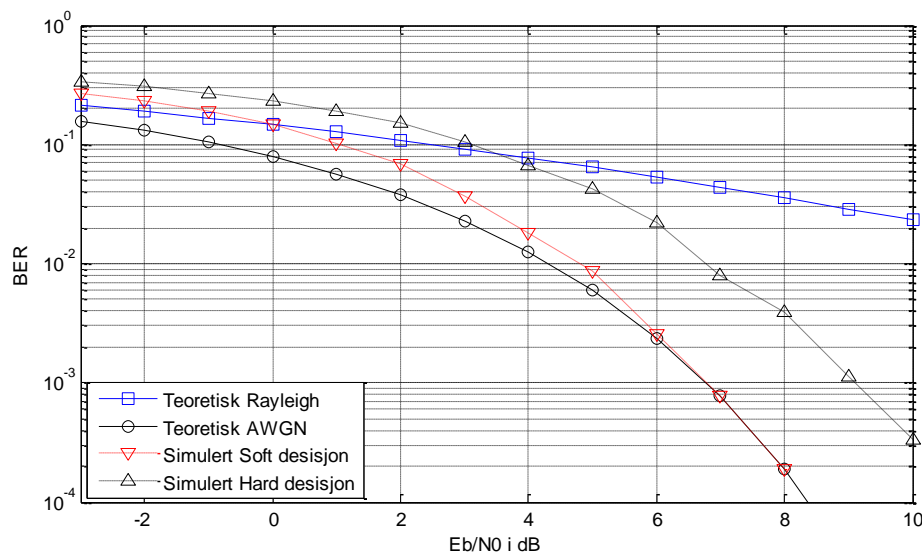


Figur 9.7: Fordeling ukorrelet fading



Figur 9.8: Tidsdomene signal

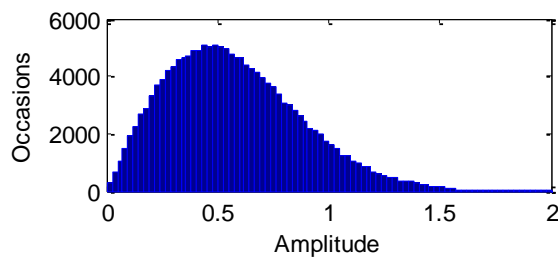
Resultatet av simuleringen vises i figur 9.9. Som plottet viser, oppnås det en ytelsesgevinst sammenliknet med teoretisk Rayleigh for soft desisjon når  $E_b/N_0 > 0dB$  og for hard desisjon når  $E_b/N_0 > 4dB$ . Plottet vises at som for AWGN kanal, gir soft desisjon fortsatt 2 dB bedre ytelse enn hard desisjon.



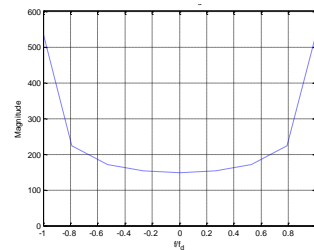
Figur 9.9: Ytelse for IEEE 802.15.4 i ukorrelet Rayleigh fading kanal

#### Simulering#4: Ytelse soft og hard desisjon for korrelert Rayleigh kanal

Det utføres simulering med soft og hard desisjon. For å kunne sammenlikne oppnådd ytelsen med teoretiske ytelse for Rayleigh, antas det for denne simuleringen at eksakt fase er kjent. Fordelingen til fadingen er fremdeles Rayleigh fordelt som vist i figur 9.10. Figur 9.11 viser dopplerspektrumet som benyttes for å oppnå korrelasjonen mellom samplene.

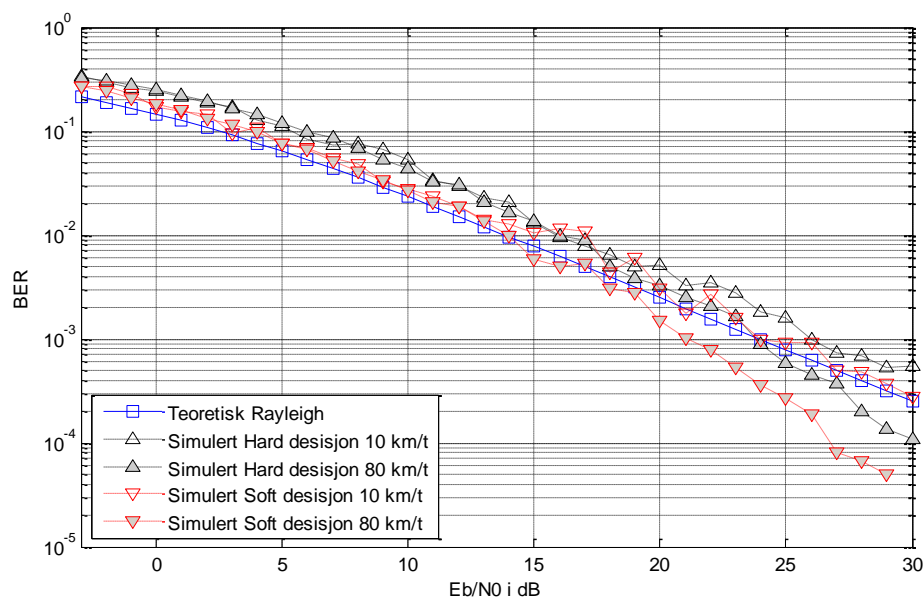


Figur 9.10: Fordeling korrelert fading



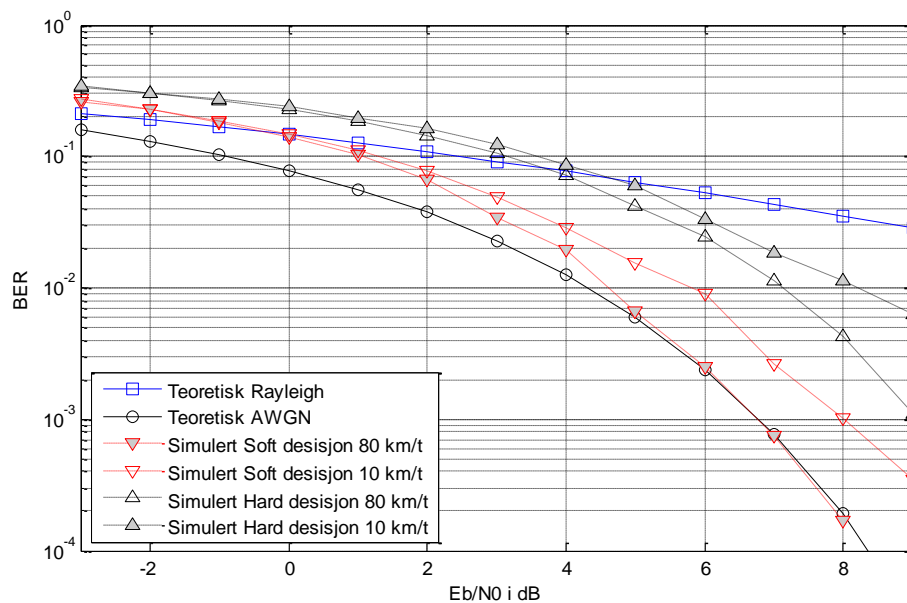
Figur 9.11: Doppler spektrum

I den første simuleringen benyttes inn parameterne som definert i tabell 7.1. Resultatet av simuleringen vises i figur 9.12. Som plottet viser oppnås ikke samme ytelsesgevinst som når samplene i fadingen var ukorrelerte. Som tabell 7.1 viser er faderaten for denne simuleringen veldig lav og fadingen er sakte varierende ( $T_s \ll T_c$ ). Det er mulig å se av resultatet at den tillagte koden gir noe mer effekt ved høyere Doppler når  $E_b/N_0 > 20\text{dB}$ . Plottet viser at det fremdeles oppnås ca. 2dB bedre ytelse ved bruk av soft fremfor hard desisjon.



Figur 9.12: Ytelse IEEE 802.15.4 korrelert Rayleigh fading, «sakte fading»

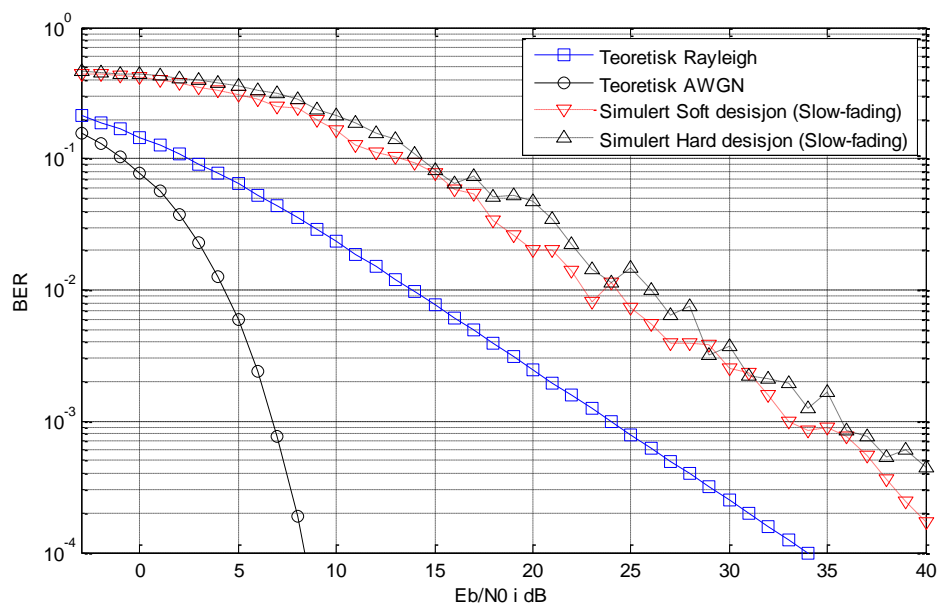
For å se hvilken effekt rask fading har på systemets ytelse endres signalbåndbredden  $B_s$  slik at det oppnås en faderate i størrelsesorden 0,1. Resultatet av simuleringen vises i figur 9.13. Som plottet viser, oppnås det nå en ytelsesgevinst sammenliknet med teoretisk Rayleigh for soft desisjon når  $E_b/N_0 > 0dB$  og for hard desisjon når  $E_b/N_0 > 4dB$ . Også for denne simuleringen gir soft desisjon 2 dB bedre ytelse enn hard desisjon. Det observeres videre at når bevegelseshastigheten øker går kurvene mot ytelsen som ble oppnådd for ukorrelet fading.



Figur 9.13: Ytelse IEEE 802.15.4 korrelert Rayleigh fading, «rask fading»

### Simulering#5: Ytelse soft og hard desisjon i frekvensselektiv-kanal

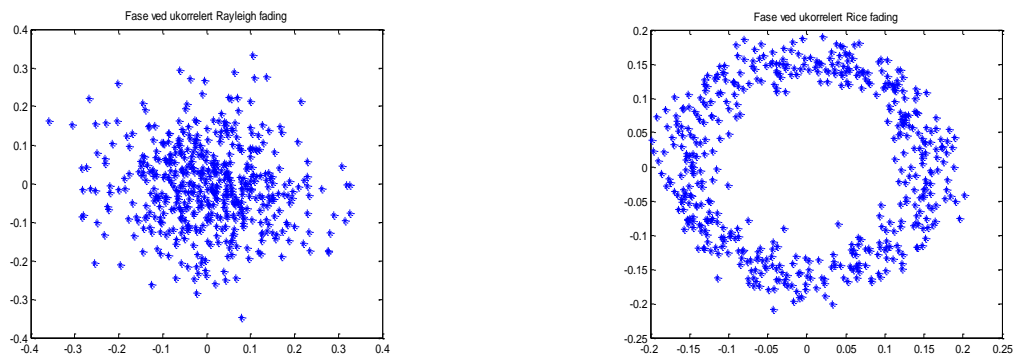
Hensikten med denne simuleringen er å se hvilken effekt frekvensselektiv fading har på ytelsen til IEEE 802.15.4. Det utføres simulering med soft og hard desisjon. For å kunne sammenlikne oppnådd ytelsen med teoretiske ytelse for Rayleigh, antas det for denne simuleringen at eksakt fase er kjent. Det simuleres med dopplerspredning på over 200nS, slik at det oppnås en frekvensselektiv kanal. Resultatet av simuleringen vises i figur 9.12. Som plottet viser blir ytelsen betydelig redusert sammenliknet med en ikke frekvensselektiv kanal. For sakte fading i en korrelert kanal er ytelsesforskjellen på ca. 10dB.



Figur 9.14: Ytelse for frekvensselektiv kanal

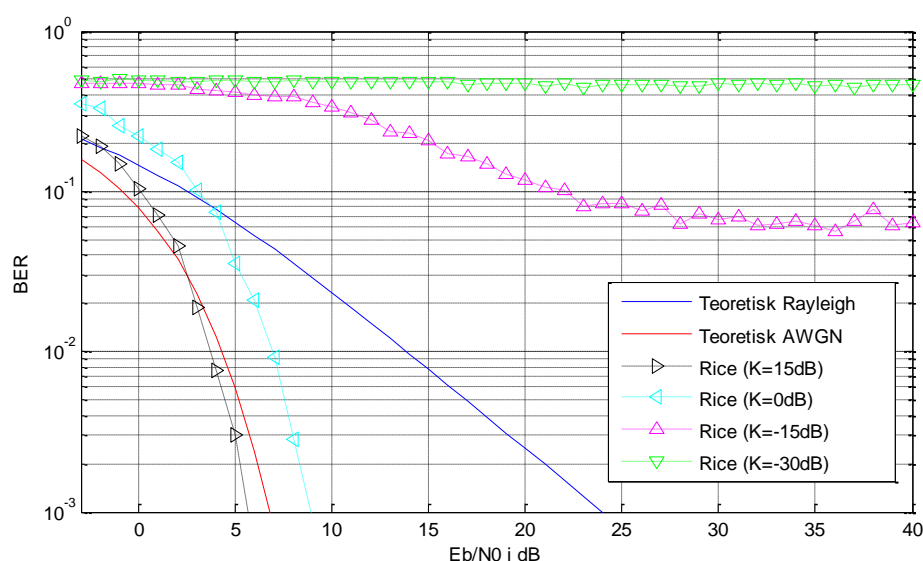
## Simulering#6: Rice kanalmodell

Hensikten med denne simuleringen er å se hvilken effekt tilstedeværelse av en direktekomponent har på ytelsen til IEEE 802.15.4. Det utføres simulering med kun soft desisjon. For å kunne belyse effekten best mulig antas det at fasen ikke er kjent i mottakeren. Figur 9.5 viser konstellasjonsplot for modulasjon med og uten direktekomponent tilgjengelig.



Figur 9.15: Faseendring grunnet Rician fading

Resultatet av simuleringen vises i figur 9.16. Plottet viser at dersom  $K$  er stor går ytelsen mot simulert ytelse for soft desisjon i AWGN kanal. Dersom  $K$  er liten går systemets ytelse mot ytelsen til Rayleigh-kanal når fasen ikke er kjent. Det vil si ytelsen kan forbedres betydelig ved tilstedeværelse av en dominerende direkte komponent, og at det da kan være mulig å motta data selv om fasen ikke er kjent i mottakeren.

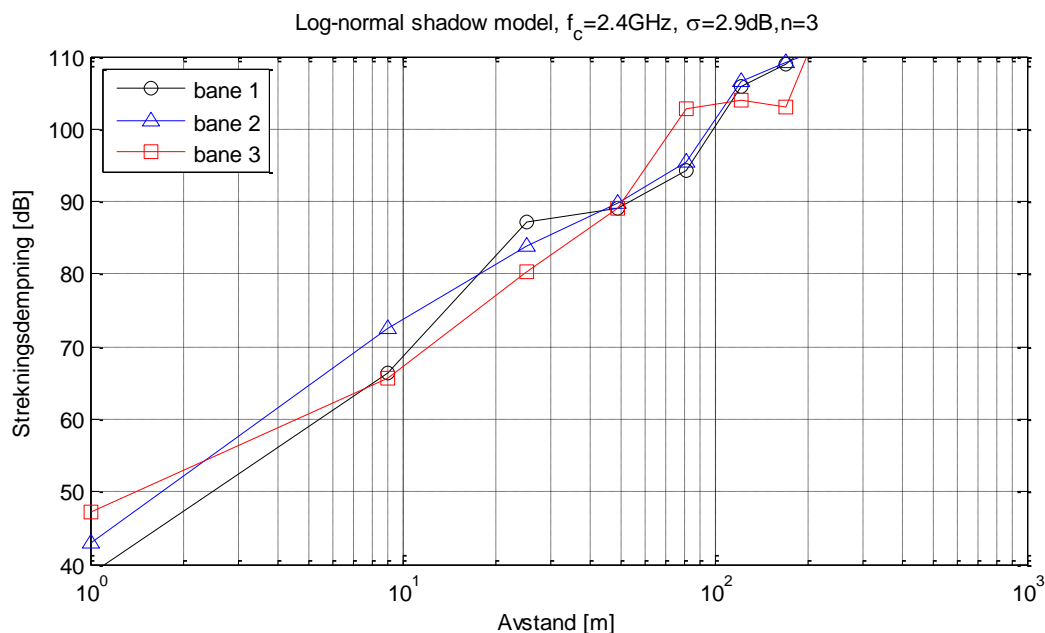


Figur 9.16: Ytelse for IEEE 802.15.4 i Rician fading kanal



## Simulering#7: Log-normal shadowing strekningsdempning

Hensikten med denne simuleringen er å se hvilken effekt log-normal shadowing strekningsdempningsmodell har på ytelsen til IEEE 802.15.4. Resultatet av simuleringen vises i figur 9.16. Som plottet viser vil det på grunn av shadowing effekten oppleves forskjellig dempning på forskjellige baner, noe som kan få stor betydning for om mottakeren er i stand til å motta signalet eller ikke.



Figur 9.17: Strekningsdempning

Følsomheten til mottakeren er på  $-85\text{ dBm}$  og maksimal utsendt effekt som er tillatt ihht reguleringene på en båndbredde med  $2\text{ MHz}$  er maksimalt  $20\text{ mW EIRP}$  som tilsvarer  $13\text{ dBm}$ . Dette betyr at en bølge som går over en avstand på  $150\text{ meter}$  vil være så dempet at mottakeren ikke vil være i stand til å ta i mot signalet. Det betyr at multipath som har en forsinkelse større enn ca.  $400\text{ ns}$  ikke vil kunne oppfattes av mottakeren.

# 10 Drøfting av resultater

Resultatet fra simulering#1 viser at den implementerte modellen har de egenskapene som IEEE 802.15.4 standarden definerer. Det var forventet sett opp mot teori beskrevet i kapittel 4.4 at spektral effektiviteten ble redusert. Reduksjonen i spektral effektivitet har som simuleringen viste resultert i konstant envelope i modulasjon som videre fører til mange gode egenskaper med tanke på bruk av billige ikke lineære forsterkere.

Resultatet fra simuleringen med AWGN kanal viste at det ble oppnådd en ytelsesgevinst på 2dB ved bruk av soft fremfor hard desisjon. Dette var et forventet resultat sett opp mot teori beskrevet i kapittel 6.5. Videre viste denne simuleringen at når standarden ble implementert med soft desisjon ble det oppnådd en ytelsesgevinst sammenliknet med O-QPSK når  $E_b/N_0 > 3dB$ . For hard desisjon derimot var den gjennomsnittlige ytelsen ca. 1dB lavere enn for O-QPSK. Sett opp mot teori var ikke dette et uventet resultat, det var forventet at koden ville kunne gi noe ytelsesgevinst ved AWGN kanal.

Resultatet fra simuleringen med Rayleigh fading kanal med ukorrelerte sampler viste at det ble oppnådd en ytelsesgevinst sammenliknet med teoretisk Rayleigh fading for soft desisjon når  $E_b/N_0 > 0dB$  og for hard desisjon når  $E_b/N_0 > 4dB$ . Årsaken til denne ytelsesgevinsten er egenskapen til den tillagte koden. Resultatet sier at denne koden har gode egenskaper for å rette oppståtte feil når systemet utsettes for ukorrelert fading. At koden gav så stor gevinst som simuleringen viste var overaskende. Dette siden koden som standarden definerer ref kapittel 3 er en lavratet kode. I forbindelse med dette resultatet ble det benyttet mye tid for å forsøke å finne ut om det var feil i simuleringsprogrammet som resulterte i denne gevinsten. Basert på at ingen feil ble funnet og samtaler med veileder ble resultatene antatt å være korrekt, men usikkerheten med tanke på om implementeringen er 100 % korrekt blir stående som en usikkerhet med resultatene for den totale analysen.

Som beskrevet i kapittel 7.2 vil dette systemet i alle praktiske tilfeller kun kunne oppleve sakte fading. Resultatet av simuleringen for sakte varierende Rayleigh fading viste at det ble oppnådd en ytelse rundt ytelse for teoretisk Rayleigh fading. Den tillagte koden som standarden definerer gir altså ikke en stor ytelsesgevinst for sakte varierende fading. Når parameterne ble endret slik at det ble oppnådd hurtig varierende fading viste den tillagte koden å gi en større ytelsesgevinst. Teorien beskriver ytelsen ved hurtig og sakte fading i de

tilfeller hvor det er et bit per symbol, i et slikt tilfelle beskrives det at hurtig varierende fading vil gi en dårligere ytelse enn sakte varierende fading. I oppgavens scenario er det 8 bit per symbol, og effekten av hurtig og sakte fading viser seg å påvirke ytelsen forskjellig fra når det er et bit per symbol. Det kan tenkes at ved sakte varierende fading kan et helt symbol falle bort, mens ved hurtig varierende fading faller kanskje bare et bit i et symbol bort. Noe som betyr at det totalt sett er rimelig å anta at koden vil være i stand til å rette flere feil ved hurtig enn sakte fading. Dette underbygges også av at resultatene viser at ytelsen blir bedre når faderaten øker. Resultatene viser fremdeles at det oppnås en 2dB forbedring med soft desisjon sammenliknet med hard desisjon, noe som er forventet sett opp mot teorien.

Resultatet fra simulering med frekvensselektivfading var som forventet. Det var forventet at ytelsen ble betydelig redusert sammenliknet med flat fading. I utgangspunktet var det forventet at det skulle oppstå et ISI gulv som beskrevet i kapittel 6.3, dette ble ikke observert gjennom de utførte simuleringene. Årsaken til dette kan være den tillagte kodens egenskaper som gjør at tiden det tar før ISI gulvet oppstår er forskjøvet, noe som betyr at for å oppnå dette gulvet burde simuleringen vært kjørt for et større utvalg av  $E_b/N_0$ .

Det var interessant å se hvilken effekt Rice kanal hadde på systemets ytelse. Resultatene her forteller at det er mulig å oppnå tilfredsstillende ytelse selv om fase endringen ikke er kjent for mottakeren. Desto større  $K$  faktor jo bedre ytelse, med en  $K$  faktor på -15 dB ble den simulert ytelse tilsvarende som for AWGN kanal. Resultatet samsvarer med teori beskrevet i kapittel 5.3.2.

Avstanden mellom nodene har stor betydning på hvor mye signalet blir dempet. Dempningen kan gjøre at signaler som ville kunne skapt ISI er så dempet at mottakernoden ikke klare å motta dataene. Resultatene viser at dempningen for hver bane vil variere grunnet den tilfeldige variasjonen av signalnivået om den gjennomsnittlige signaldempning.

# 11 Konklusjon og videre jobb

Den teoretiske analysen av IEEE 802.15.4 viser at standard egner seg godt for bruk som fysisk lag for TSN i industrielle områder. Kombinasjonen O-QPSK og half-sine pulsforming gjør at det oppnås konstant amplitude, noe som gjør at det er mulig å benytte billige ikke lineære forsterker.

IEEE 802.15.4 ble i denne oppgaven implementert med både soft og hard desisjon. Verifisering av utført implementeringen viste at alle egenskaper som standarden definerer ble oppfylt for den implementerte modellen. For AWGN kanal viste utførte simuleringer at det ble oppnådd en økt ytelse på ca. 2dB ved å implementere sinknoden ved bruk av soft desisjon teknikk fremfor hard desisjon teknikk.

Basert på tidligere målinger og analyser ble det konkludert med at det ikke var mulig å generalisere kanalforholdene i et industrielt område. Mengden dopplerspredning, interferens og grad av strekningsdempning viste seg å variere for mye fra område til område. Av denne grunn ble det i denne oppgaven valgt å utføre et utvalg simuleringer for å forsøke å finne ut hvordan standardens ytelse ble påvirket av forskjellige kanal forhold. Resultatene fra disse simuleringene viste at den tillagte koden som standarden definerer ga en betydelig gevinst ved ukorrelet og hurtig varierende korrelet fading. Mens for sakte varierende korrelet fading, som er rimelig å forvente i det reelle tilfellet, ga koden ikke like stor ytelsesgevinst. Ved frekvensselektiv fading viste ytelsen for alle typer fading å bli betydelig redusert. Tilstedeværelse av en dominerende direktekomponent viste seg å ha positiv effekt på ytelsen, økt styrke på direktekomponenten resulterte i økt ytelse. Generelt for alle simuleringene viste soft desisjon å oppnå en 2dB bedre ytelse enn hard desisjon. Simulering av strekningsdempning viste at det er rimelig å forvente at det utsendte signalet vil bli betydelig dempet før det når mottakeren. Dette kan resultere i at multipath som ville ha resultert i ISI er så dempet når det ankommer mottakeren ikke klarer å oppfatte det.

Den utførte simuleringen tar ikke høyde for ytelsesreduksjon grunnet interferens. For å simulere det totale «bildet» ville det vært interessant å teste ut i hvilken grad interferens vil degradere systemets ytelse. Som veien videre ville det derfor vært veldig interessant å utføre reelle RF-tester i industrielle områder for deretter å sammenlikne disse resultatene med de simulerte resultatene oppnådd i denne oppgaven.

# Litteraturliste

- [1] Hansen, L. 2006. Wireless Sensor Networks. Norway: FFI.
- [2] Darbari, F. Glover, I. H. & Stewart, R. W. 2007. Channel and Interference Analysis for Wireless Sensor Networks. Scotland: IEEE.
- [3] Akyildiz, I.F, Su, W, Sankarasubramaniam, Y & Cayirci, E. 2002. A Survey on Sensor Networks. *IEEE Communication Magazine*, August 2002, 102-114.
- [4] Goldsmith, A.J, & Wicker, S.B. 2002. Design Challenges for Energy-Constrained Ad Hoc Wireless Networks. *IEEE Communication Magazine*, August 2002, 8-27.
- [5] Sexton, D, Mahony, M, Lapinski, M & Werb, J. 2005. Radio Channel Quality in Industrial Sensor Networks, *Sensor for Industry Conference Huston, Texas*, February 2005, 88-94.
- [6] Gungor, V.C & Hancke, G.P. Industrial Wireless Sensor Networks: Challenges Design Principles, and Technical Approaches. 2009. *IEEE Transactions on industrial electronics*, VOL. 56, NO.10, October 2009, 4258-4265.
- [7] Orten, P. 2010. Challenges for Wireless Communication In industrial Automation, *MELODY Workshop, Trondheim*, October 2010.
- [8] Orten, P, Lennvall, T and Petersen, S. 2010. Performance Analysis of Packet Error Rate and Latency in Industrial Wireless Meshed Networks.
- [9] [http://www.meshnetics.com/netcat\\_files/](http://www.meshnetics.com/netcat_files/) lest 28.11.2011
- [10] Shankar. P,M. 2002. Introduction to Wireless Systems. 1. Ed. New York: John Wiley & Sons, Inc.
- [11] Berntzen. L. 2002. Nettverk, 1. Ed. Bergen: Fagbokforlaget AS
- [12] Tse. D & Viswanath. P. 2005. Fundamentals of Wireless Communication. 1. Ed. Cambridge: Cambridge University Press.
- [13] Sklar. B. 2006. Digital Communication: Fundamentals and Applications. 2. Ed. Los Angeles: Prentice Hall P T R.
- [14] Shankar. P,M. 2002. Introduction to Wireless Systems, solution manual. 1. Ed. New York: John Wiley & Sons, Inc
- [15] IEEE Computer Society. 2006. IEEE Std. 802.15.4-2006 Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). 1. Ed. New York: IEEE.
- [16] Gayatri, G,S & Shankar, P,M. 2002. Simulation of Flat Fading Using Matlab for Classroom Instruction. *IEEE Transactions on Education*, February 2002 vol. 45, 19-25.
- [17] Pratt, T, Bostian, C & Allunutt, J. 2003. Satellite Communications. 2. Ed. New York: John Wiley & Sons.

- [18] Proakis, J.G & Salehi, M. 1998. Contemporary Communication Systems using Matlab, 1. Ed. Boston: PWS Publishing Company.
- [19] Shuaib, K, Alnuaimi, M, Boulmalf, M, Jawhar, I & Sallabi, F. 2007. Performance Evaluation of IEEE 802.15.4: Experimental and Simulations Results. *Journal of communication*. Jun 2007 vol. 2. No. 4, 29-37.
- [20] Skalar, B. 1997. Rayleigh Fading Channel in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization. *IEEE Communication Magazine*. July 2007, 90-100.
- [21] Gungor, V, C, Lu, B & Hancke, G, P. 2010. Opportunities and Challenges of Wireless Sensor Networks in Smart Grid – A Case of Link Quality Assessments in Power Distribution Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct 2010 vol. 59. Issue 10, 3557-3564.
- [22] Mascarenas, D, Flynn, E, Ferrar, C, Park, G & Todd, M. 2009. A Mobile Host Approach for Wireless Powering and Interrogation of Structural Health Monitoring Sensor Networks. *IEEE Sensors Journal*. Dec 2009 col. 9. No. 12, 1719-1726.
- [23] Skalar, B. 1997. Rayleigh Fading Channel in Mobile Digital Communication Systems Part II: Characterization. *IEEE Communication Magazine*. July 2007, 102-109.
- [24] [http://www.npt.no/portal/page/portal/PG\\_NPT\\_NO\\_NO/PAG\\_NPT\\_NO\\_HOME/PAG\\_RESSURSER\\_TEKST?p\\_d\\_i=-121&p\\_d\\_c=&p\\_d\\_v=112561](http://www.npt.no/portal/page/portal/PG_NPT_NO_NO/PAG_NPT_NO_HOME/PAG_RESSURSER_TEKST?p_d_i=-121&p_d_c=&p_d_v=112561)\_lest: 27.11.2011
- [25] <http://www.isotest.es/web/Soporte/Formacion/Notas%20de%20aplicacion/Rohde/ZIGBEE/Medidas%20de%20EVM%20para%20Zigbee.pdf>\_lest: 27.11.2011
- [26] Ali, Q, Abdulmaowjod, A & Mohammed, H. 2010. Simulation & Performance Study Of Wireless Sensor Network (WSN) Using MATLAB. *Energy, Power and Control (EPC-IQ), 2010 1st International Conference*. Dec 2010, 307-314.
- [27] Tranter, W, H, Shanmugan, K, S, Rappaport, T, S & Kosbar, K,L. 2004. Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications. 1. Ed. New York: Prentice Hall.
- [28] Liu, Q & Li, J. 2002 Quasi-constant Envelope OQPSK through nonlinear radio and AWGN Channel. *Proc. 2002 IEEE Military Commun. Conf.*, Vol. 1. Oct 2002, 717-720.
- [29] Harada, H & Prasade, R. 2002. Simulation and Software Radio for mobile communication. 1. Ed. Hiroshi: British Library Cataloging in Publication Data.
- [30] Cho, Y, S, Kim, J, Yang, W, Y & Kang, C, G. 2010. MIMO-OFDM Wireless Communication With MATLAB®. 1. Ed. Singapore: John Wiley & Sons.
- [31] Singh, M, Lie, Z, Chin, F & Kwok, Y, S. 2007. A Low complexity Mapping and Modulation Scheme for IEEE 802.15.b. *Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference*. June 2007, 4023-4027.
- [32] <http://gaussianwaves.blogspot.com/> lest: 27.11.2011

- [33] Kjesbu. S & Brunsvik, T. 2002. Radiowave Propagation in industrial environments. *Industrial Electronics Society, IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE*. Oct. 2000 vol.4, 2425 – 2430.
- [34] Coll, J,F, Ängskog, P, Karlsson, C & Chilo, C. 2010. Simulation and Measurement of Electromagnetic Radiation Absorption in a Finished-product Warehouse. *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2010 IEEE International Symposium*. July 2010, 881-884.
- [35] Azimi-Sadjadi, B, Sexton, D & Liu, P. 2006. Interference Effect on IEEE 802.15.4 Performance, *INSS 2006, Chicago*.
- [36] Tang, L, Wanf, K & Hang, Y. 2007. Channel Characterization and Link Quality Assessment of IEEE 802.15.4-Compliant Radio for Factory Environments. *IEEE transactions on industrial informatics*, May 2007, Vol. 3, No. 2, 99-108.
- [37] <http://www.wu.ece.ufl.edu/projects/channelEstimation/> lest: 27.11.2011
- [38] Mostofi, Y, Gonzalez-Ruiz, A, Gaffarkhah, A & Li, D. 2009. Characterization and Modeling of Wireless Channels for Networked Robotic and Control Systems – A Comprehensive Overview. *Intelligent Robots and Systems, 2009. IROS 2009. IEEE/RSJ International Conference*. Oct 2009, 4849-4854.
- [39] Chen, Z. Performance Analysis of Channel Estimation and Adaptive Equalization in Slow Fading Channel. <http://www.wu.ece.ufl.edu/projects/channelEstimation/documents/Final%20Report.pdf> lest: 27.11.2011
- [40] Ferrer-Coll, J, Ängskog, P, Chilo, J & Stenumgaard, P. Requirements of Wireless Systems in industrial areas. <http://rfmtc.se/userfiles/Abstracts/D-5%20Ferrer-Coll.pdf> lest: 27.1.2011

# Vedlegg 1: MATLAB® Simuleringsprogram

Det er laget et MATLAB® program for simulering av soft desisjon og et for hard desisjon. Begge programmene er satt opp slik at ved kjøring plottes ytelsen for AWGN kanal. For å simulere ytelsen for Rayleigh fading kanal kommenteres  $\mathbf{x}_n = \mathbf{x} + \mathbf{n}$ ; bort, mens det fjernes kommenteringen av  $\mathbf{x}_n = \mathbf{Fading} + \mathbf{n}$ ; . Funksjoner som vedlagt må installeres før og lagres med funksjonens navn før programmet kan kjøres. Detaljer rundt de forskjellige funksjonene er forklart i kapittel 8.2.

## %% Simulering av IEEE 802.15.4 Soft desisjon

```
%% Benyttete kilder [30], [32]
clear;
clc;
%*****Variabler*****
j = sqrt(-1);
antall_data_symbol = 10^3;
N=antall_data_symbol*32;
ebno_dB = [-3:50];
resultat=zeros(16,32);
antall_feil = zeros(1,length(ebno_dB));
BER = zeros(1,length(ebno_dB));
os = 10;
temp = 1;
iter_max = 1000;

%*****Kvasiortogonal chip verdi*****
chiplengde=32;
PN = [1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1 1 0;
1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0;
0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0;
0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1;
0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1 1;
0 0 1 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0;
1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1;
1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1;
1 0 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1;
1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1;
0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1;
0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 1 1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0;
0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1;
1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0;
1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0;
];
PN=(2*PN-1);

%*****Pulsformingsfilter*****
t_f=(1/os/2:1/os:1);
p=sin(pi*t_f);
respons=p./sqrt(sum(p.^2));

%*****Simulering*****
for ii = 1:length(ebno_dB)
    iter = 0;
    antall_feil(temp)=0;

    while(antall_feil(temp) < 100 && iter < iter_max )
        %Generering av data
        data_symbol_desimal = randsrc(antall_data_symbol,1,[0:15]);

        %Finner binær verdi for å kunne måle BER
        data_symbol_bin=[];
        symbol_1 = data_symbol_desimal';
        for p = 1 : antall_data_symbol
            data_symbol_bin = [data_symbol_bin d2b(symbol_1(p))];
        end

        %Spredning av data
        tx=[];
        for k = 1:length(data_symbol_desimal)
            chip_verdi = data_symbol_desimal(k);
            tx = [tx PN((chip_verdi+1),1:end)];
        end;

        %Utsendte data
        data = tx;
        %Modulator
        Q_data = data(1:2:end)/sqrt(8);
        I_data = data(2:2:end)/sqrt(8);

        I_data_os=upsample(I_data,os);
        I_data_os=I_data_os(:).';
```



```

I_data_os_T = [ I_data_os zeros(1,os/2) ]; % Legger til nuller
I_p_t=conv(I_data_os_T,respons); % Pulsforming
I_p_t=I_p_t(1:((N/2)*os));

Q_data_os=upsample(Q_data_os,os);
Q_data_os=Q_data_os(:).';
Q_data_os_T = [ zeros(1,os/2) Q_data_os ]; % Forsinker Q data
Q_p_t=conv(Q_data_os_T,respons); % Pulsforming
Q_p_t=Q_p_t(1:((N/2)*os));
x = I_p_t + ((j*Q_p_t)); % O-QPSK

%*****Kanalmodeller*****
%AWGN
noise = 1/sqrt(2)*[randn(1,length(x)) + j*randn(1,length(x))];
n=noise*10^(-ebno_dB(ii)/20);
x_n=x+n;
%RAYLEIGH ukorrelet
H_ra=1/sqrt(2)*(randn(1,length(x))+j*randn(1,length(x)));
%x_n=abs(H_ra).*x+n;
%RAYLEIGH korrelet
[faderate, h1]=Rayleigh(length(x), 10); %flat fading
[h1]= Rayleigh_fs(length(x), 10); %frekvensselektiv fading
Fading=abs(h1).*x;
%x_n=Fading+n;

%*****Demodulator*****
I_data_mottatt = real(x_n(1:end-((os/2)))));
Q_data_mottatt = imag(x_n((os/2)+1:end));

%Matched filter og resampling av I og Q data
y_ma_I=conv(I_data_mottatt,respons);
y_s_I=y_ma_I(os:os:(N/2)*os); % re-sampling
y_ma_Q=conv(Q_data_mottatt,respons); % Matched filter Q_data
y_s_Q=y_ma_Q(os:os:(N/2)*os); % re-sampling

data_rekonstruert=reshape([y_s_Q ; y_s_I],1,[]);

%Despreding
data_despread_desimal=[];
ss=1;

while(ss+chiplengde < length(data_rekonstruert))
    %Deler opp signal i 32bit og korrelerer med chip_verdi
    for h=1:16
        resultat(h,1:end)=(data_rekonstruert(ss:ss+(chiplengde-1)).*PN(h,1:end));
    end;
    %Summerer opp resultatene, den med maks r velges.
    for hh=1:16
        r(hh)=sum(resultat(hh,1:end));
    end;

    [min_verdi,min_index]=max(r);
    data_despread_desimal=[data_despread_desimal (min_index-1)];
    ss=ss+chiplengde;
end;

%Finner binær verdi for å kunne måle BER
data_despread_bin=[];
symbol_2=data_despread_desimal';
for pp=1:(antall_data_symbol-1)
    data_despread_bin = [data_despread_bin d2b(symbol_2(pp))];
end

antall_feil(temp)=antall_feil(temp) + size(find([data_symbol_bin(1:(end-4)) - data_despread_bin]),2)
iter=iter+1;
end;

BER(temp)= antall_feil(temp)/(length(data_despread_bin)*iter);
temp=temp+1;
end

%*****Plotting*****
%BER teoretisk og simulert
EbN0Lin = 10.^(ebno_dB/10);
teoretiskBER_AWGN =0.5*erfc(sqrt(EbN0Lin));
teoretiskBER_RAY = 0.5*(1-sqrt(EbN0Lin./(1+EbN0Lin)));

semilogy(ebno_dB,teoretiskBER_RAY);
hold on;
semilogy(ebno_dB,teoretiskBER_AWGN);
semilogy(ebno_dB,BER,'m*');
axis([-3 40 10^-5 1.0])
title('BER for O-QPSK Modulasjon med Half-sine pulsshaping');
xlabel('Eb/N0 i dB');
ylabel('BER');
grid on;

```

## %% Simulering av IEEE 802.15.4 Hard desisjon

```

%% Benyttete kilder [30], [32]
clear;
clc;
%% *****Variabler*****
j = sqrt(-1);
antall_data_symbol = 10^4;
N=antall_data_symbol*32;
ebno_dB = [-3:40];
resultat=zeros(16,32);
antall_feil = zeros(1,length(ebno_dB));
BER = zeros(1,length(ebno_dB));
os = 10;
temp = 1;
iter_max = 1000;

%% *****Kvasiortogonal chip verdi*****
chiplengde=32;
PN = [1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0;
1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0;
0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0;
0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1;
0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1;
0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0;
1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1;
1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1;
1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1;
1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1;
0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1;
0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0;
0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1;
1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0;
1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0;
];

%% *****Pulsformingsfilter*****
t_f=(1/os/2:1/os:1);
p=sin(pi*t_f);
respons=p./sqrt(sum(p.^2));
%% *****Simulering*****
for ii = 1:length(ebno_dB)
    iter = 0;
    antall_feil(temp)=0;

    while(antall_feil(temp) < 200 && iter < iter_max )
        %Generering av data
        data_symbol_desimal = randsrc(antall_data_symbol,1,[0:15]);

        %Finner binær verdi for å kunne måle BER
        data_symbol_bin=[];
        symbol_1 = data_symbol_desimal';
        for p = 1 : antall_data_symbol
            data_symbol_bin = [data_symbol_bin d2b(symbol_1(p))];
        end

        %Spredning av data
        tx=[];
        for k = 1:length(data_symbol_desimal)
            chip_verdi = data_symbol_desimal(k);
            tx = [tx PN((chip_verdi+1),1:end)];
        end;

        %Utsendt data
        tx=(2*tx-1);
        data = tx;

        %Modulator
        Q_data = data(1:2:end)/sqrt(8);
        I_data = data(2:2:end)/sqrt(8);

        I_data_os=upsample(I_data,os);
        I_data_os=I_data_os(:).';
        I_data_os_T = [ I_data_os zeros(1,os/2) ]; % Legger til nuller
        I_p_t=conv(I_data_os_T,respons); % Pulsforming
        I_p_t=I_p_t(1:((N/2)*os));

        Q_data_os=upsample(Q_data,os);
        Q_data_os=Q_data_os(:).';
        Q_data_os_T = [ zeros(1,os/2) Q_data_os ]; % Forsinker Q data
        Q_p_t=conv(Q_data_os_T,respons); % Pulsforming
        Q_p_t=Q_p_t(1:((N/2)*os));

        x = I_p_t + ((j*Q_p_t)); % O-QPSK modulasjon

    % *****Kanalmodeller*****
    %AWGN
    noise = 1/sqrt(2)*[randn(1,length(x)) + j*randn(1,length(x))];
    n=noise*10^(-ebno_dB(ii)/20);
    x_n=x+n;
    %RAYLEIGH ukorrelet
    H_ra=1/sqrt(2)*(randn(1,length(x))+j*randn(1,length(x)));
    %x_n=abs(H_ra).*x+n;
    %RAYLEIGH korrelet
    [faderate, h1]=Rayleigh(length(x), 10); %flat fading
    %[h1]= Rayleigh_fs(length(x), 10); %frekvensselektiv fading
    Fading=abs(h1).*x;
    %x_n=Fading+n;

```

```

%*****Demodulator*****
I_data_mottatt = real(x_n(1:end-((os/2))));
Q_data_mottatt = imag(x_n((os/2)+1:end));

y_ma_I=conv(I_data_mottatt,respons); % Matched filter I_data
y_s_I=y_ma_I(os:os:(N/2)*os); % Down-sampling

y_ma_Q=conv(Q_data_mottatt,respons); % Matched filter Q_data
y_s_Q=y_ma_Q(os:os:(N/2)*os); % Down-sampling

for i=1:(N/2); % Deteksjon
    if y_s_I(i) >= 0;
        mottatt_real(i)=1;
    else;
        mottatt_real(i)=-1;
    end;
    if y_s_Q(i)>=0;
        mottatt_imag(i)=1;
    else;
        mottatt_imag(i)=-1;
    end;
end;

data_rekonstruert=reshape([mottatt_imag ; mottatt_real],1,[]);

%Despreding
data_despread_desimal=[];
ss=1;
data1=(data_rekonstruert+1)/2; % -1 --> 0

while(ss+chiplengde < length(data1))
    %Deler opp signal i 32bit og sammenlikner med chip_verdi
    for h=1:16
        resultat(h,1:end)=xor(data1(ss:ss+(chiplengde-1)),PN(h,1:end));
    end;
    %Summerer opp resultatene, den med minst r velges.
    for hh=1:16
        r(hh)=sum(resultat(hh,1:end));
    end;

    [min_verdi,min_index]=min(r);
    data_despread_desimal=[data_despread_desimal (min_index-1)];
    ss=ss+chiplengde;
end;

%Finner binær verdi for å kunne måle BER
data_despread_bin=[];
symbol_2=data_despread_desimal';
for pp=1:(antall_data_symbol-1)
    data_despread_bin = [data_despread_bin d2b(symbol_2(pp))];
end

antall_feil(temp)=antall_feil(temp) + size(find([data_symbol_bin(1:(end-4)) - data_despread_bin]),2)
iter=iter+1;
end;

BER(temp)= antall_feil(temp)/(length(data_despread_bin)*iter);
temp=temp+1;

end;

%*****BER teoretisk og simulert*****
EbN0Lin = 10.^(ebno_dB/10);
teoretiskBER_AWGN =0.5*erfc(sqrt(EbN0Lin));
teoretiskBER_RAY = 0.5*(1-sqrt(EbN0Lin./(1+EbN0Lin)));
semilogy(ebno_dB,teoretiskBER_RAY);
hold on;
semilogy(ebno_dB,teoretiskBER_AWGN);
semilogy(ebno_dB,BER,'c');
axis([-3 40 10^-5 0.5])
title('BER for O-QPSK Modulasjon med Half-sine pulsshaping');
xlabel('Eb/N0 i dB');
ylabel('BER');
grid on;

```

## %% Funksjon for å finne binær verdi

```
function b = d2b(h)
switch h
case {0}
    b = [0,0,0,0];
case {1}
    b = [1,0,0,0];
case {2}
    b = [0,1,0,0];
case {3}
    b = [1,1,0,0];
case {4}
    b = [0,0,1,0];
case {5}
    b = [1,0,1,0];
case {6}
    b = [0,1,1,0];
case {7}
    b = [1,1,1,0];
case {8}
    b = [0,0,0,1];
case {9}
    b = [1,0,0,1];
case {10}
    b = [0,1,0,1];
case {11}
    b = [1,1,0,1];
case {12}
    b = [0,0,1,1];
case {13}
    b = [1,0,1,1];
case {14}
    b = [0,1,1,1];
case {15}
    b = [1,1,1,1];
end
```

## %% Funksjon generere flat fading

```
%% Benyttete kilder [30], [32]
function [faderate, h1]=Rayleigh(data, hastighet)
hastighet = hastighet/3.6;
fc = 2.4*10^9;
bandbredde = 2*10^6;
c = 3*10^8;
Ts = 1/bandbredde;
fs = 1/Ts;
fd = hastighet*fc/c; %ref formel 5.5
Coeff=9/16/pi; %ref formel 5.8
Tc = Coeff/fd;

% Doppler Spectrum hentet fra[32]
Nv=data/fs*fd;
rn = floor((Nv-1)/2);
sqrtpsd=1./(1-((-rn:1:rn)/(Nv/2)).^2).^25;

% Genererer kompleks Gaussian
ampl=randn(1,2*rn+1)+j*randn(1,2*rn+1);
y=ampl.*sqrtpsd;

%fftshift
pos=y(rn+1:2*rn+1);
neg=y(1:rn);
shifted=[pos,zeros(1,data-(2*rn+1)),neg];

h = ifft(shifted);

% Normaliserer kanal impulsresponsen
h1 = sqrt(data)*h./sqrt(sum(sqrtpsd.^2)/(data/2));
```

## %%% Funksjon generere frekvensselektiv fading 1

```
%%% Benyttete kilder [30], [32]
function [h1]= Rayleigh fs(data, hastighet)
hastighet = hastighet*10^3/3600;
fc = 2.4*10^9; %ref spec
vc = 3*10^8; %ref spec
bandbredde = 250*10^3; %ref spec
Ts = 1/bandbredde;

fs = 1/Ts;
fd = hastighet*fc/vc; %ref formel 5.5
Coeff=9/16/pi;
Tc = Coeff/fd; %ref formel 5.8

ds = 10 *10^(-6);
Bc = 1/5/ds;
tau = ds^2/log(100);
Lc = ceil(ds^2/Ts)+1;

% Doppler Spectrum
Nv=dataalen/fs*fd;
rn = max(0,floor((Nv-1)/2));
sqrtpsd=1./(1-( [-rn:1:rn]/(Nv/2) ).^2).^25;

temp=[];

for (index=1:Lc)
    ampl=randn(1,2*rn+1)+j*randn(1,2*rn+1);
    y = ampl.*sqrtpsd;
    pos=y(rn+1:2*rn+1);
    neg=y(1:rn);
    shifted=[pos,zeros(1,data-(2*rn+1)),neg];

    fading = ifft(shifted);
    temp(:,index) = fading';
end

% Normaliserer
temp = sqrt(data)*temp./sqrt(sum(sqrtpsd.^2)/(data/2));

% PDP
alpha = 1/sqrt(sum(exp(-[0:Lc-1]*Ts/tau)));
h = conj(temp*diag(alpha^0.5*exp(-0.5*[0:Lc-1]*Ts/tau)))';
h1=h(3,:);
```

## %%% Funksjon generere frekvensselektiv fading 2

```
%%% Benyttete kilder [30]
function [x_n]=genMultipath(x_nn) % ns
scale=1; % Samplingtid
Ts=10*scale; % Pulsspredning
t_rms=30*scale;
Power=[0.5 0.5];
Delay=[0 t_rms*2]/scale;
nTap=length(Power);
L=Delay(end)+1;

channel=(randn(1,nTap)+j*randn(1,nTap)).*sqrt(Power/2);
h=zeros(1,L);
h(Delay+1)=channel;

chanOut = conv(x_nn,h);
x_n = chanOut(1: length(x_nn));
```

## %%% Funksjon generere log normal shadowing dempning

```
%%% Benyttete kilder [30]
function [PL]=strekningdempning(fc,d,d0,n,sigma)
lamda = 3e8/fc;
PL = -20*log10(lamda/(4*pi*d0)) + 10*n*log10(d/d0);
PL = PL + sigma*randn(size(d));
```